

H. H. GLÄTTLI

International Business Machines Corporation, Forschungslaboratorium Zürich

## Neuere Untersuchungen auf dem Gebiet digitaler mechanischer Steuerungs- und Rechenelemente

DK 681.14-521

Hydraulische und pneumatische Elemente sind schneller und anpassungsfähiger als konventionelle mechanische Elemente. Gegenüber elektronischen Bauelementen sind sie jedoch bedeutend langsamer. Kleine Abmessungen und Zuverlässigkeit dieser Elemente sind Merkmale des Entwicklungszieles. Grundlelemente, einfache Schaltungen sowie Testdaten und Ausführungsbeispiele vermitteln ein Bild vom derzeitigen Stand dieser Technik.

### 1. Einleitung

Angesichts der großen Fortschritte auf den Gebieten der Elektronik und Halbleitertechnik dürfte die Tatsache, daß nach wie vor die Möglichkeit mechanischer Steuerungs- und Rechenelemente untersucht wird, nicht ohne weiteres verständlich sein. In der Tat liegen für die Durchführung solcher Untersuchungen mehrere Gründe vor, die etwa durch folgende Stichworte charakterisiert werden können: Fehlen einer leichten Umwandlung von elektrischen Signalen in mechanische, Vorhandensein von Erfahrung und Prüfmethode zur Vorhersage der Lebensdauer (Zuverlässigkeit!), Problem der eventuell langsamen, aber billigen Steuerung oder Rechenmaschine.

Was die Umwandlung elektrischer in mechanische Signale betrifft, so sei vor allem auf die Größe und Kostspieligkeit hingewiesen. Die Möglichkeit, logische Operationen im mechanischen Teil auszuführen, verschafft im Falle einer „kombinierten“ Maschine (wozu heute praktisch alle Maschinen zählen, da mechanische Operationen, wie Stanzen, Drucken, Papiertransportieren usw., vorläufig noch eine *conditio sine qua non* sind) Freiheit in der Wahl des Punktes, in dem die Umwandlung stattfinden soll. Damit kann eine Einsparung an Wandlern verbunden sein.

Von besonderer Bedeutung kann dies in den Fällen werden, in denen die Signale auf der Eingangsseite primär ebenfalls mechanischer Natur sind. Häufig ist hier weder eine außerordentlich schnelle noch speziell komplizierte Verarbeitung notwendig. Damit muß aber eine zweimalige Umwandlung als Komplikation erscheinen, und die Frage nach mechanischen logischen Elementen stellt sich von selbst. Hierbei spielen der Stand der heutigen Prüfmethode sowie die Natur der auftretenden Effekte noch eine große Rolle. Seitdem man das Phänomen der Materialermüdung verstehengelernt hat, ist es möglich, die Lebensdauer eines mechanischen Elementes vorauszusagen, ohne diese Angabe mit Wahrscheinlichkeitsangaben verkläusulieren zu müssen. Trotz möglicherweise kleiner Lebensdauer sichert deshalb ein geeigneter Präventiv-Service eine große Zuverlässigkeit.

Zuverlässigkeit wie auch weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber äußeren Einflüssen (zum Beispiel extreme Temperaturen, elektro-

magnetische Störungen, Korpuskularstrahlung) sind aber nicht die einzigen positiv zu wertenden Attribute. Auch in bezug auf wirtschaftliche Massenproduktion stehen mechanische Teile nach wie vor in günstigem Lichte, und es sind gerade auch neue Materialien und Herstellungsmethoden, die das stete Interesse auf diesem Gebiet vermehrt wachhalten.

### 2. Einige repräsentative Daten hydraulischer Anordnungen

Wenn bisher von mechanischen Elementen die Rede war, so geschah dies im physikalischen Sinne; Flüssigkeiten und Gase sind also eingeschlossen. Im folgenden sei der Einfachheit halber nur von hydraulischen Elementen gesprochen, obwohl sich alle Aussagen unter Berücksichtigung der physikalischen Unterschiede (Dichte, Viskosität, Kompressibilität usw.) auch auf pneumatische Komponenten übertragen lassen.

Eine erste Angabe betrifft die in einem hydraulischen System auftretende Anfangsbeschleunigung  $a$ . Bei einer Länge  $l = 20$  cm und Dichte  $\rho = 10^3$  kg/m<sup>3</sup> der zu beschleunigenden Flüssigkeitssäule ergibt sich bei einem angelegten Druck  $p = 10$  at der Wert

$$a = \frac{p}{\rho \cdot l} \approx 5 \cdot 10^3 \text{ m/s}^2 \approx 500 g$$

Hierbei ist stillschweigend vorausgesetzt, daß die Kolbenmasse gegenüber der Masse der Flüssigkeitssäule vernachlässigbar ist und daß keine äußere Last dazukommt. Eine solche Beschleunigung braucht nur kurze Zeit wirksam zu sein, um eine Verschiebung über die Strecke  $s = 2,5$  mm zu bewirken, nämlich während

$$t = \sqrt{\frac{2s}{a}} \approx 10^{-3} \text{ s}$$

Nach Ablauf dieser Zeit besteht eine Endgeschwindigkeit von rund 5 m/s, die immer noch klein im Vergleich zur Grenzgeschwindigkeit

$$v_{\infty} = \sqrt{\frac{2p}{\rho}} \approx 45 \text{ m/s}$$

ist. Damit sind aber gerade die obigen Ausdrücke, die nichts anderes als erste Näherungen der exakten Lösungen der diese Vorgänge beschreibenden Differentialgleichungen darstellen, gerechtfertigt.

Daß auch relativ hochviskose Flüssigkeiten das Bild nicht wesentlich verändern, geht aus der Abschätzung der Druckverminderung  $\Delta p$  infolge der bei maximaler Strömungsgeschwindigkeit auftretenden



Reibungsverluste hervor. Bei einer Viskosität  $\eta = 10 \text{ cP}$  (dickes Maschinenöl) und einem Kanaldurchmesser  $2r = 4 \text{ mm}$  erhält man

$$\Delta p = \frac{8 \eta v l}{r^2} \approx 0,2 \text{ at}$$

Die Reibungsleistung im Radialspalt zwischen Kolben und Zylinderwand kann je nach Spiel etwas größer sein, jedoch weniger als eine Größenordnung.  
 Als letzte Angabe diene die volumetrisch bedingte Betätigungsenergie  $E$  für eine Bohrung  $2r = 4 \text{ mm}$ .

$$E = p \cdot s \cdot \pi \cdot r^2 \approx 30 \cdot 10^{-3} \text{ J}$$

Dieser Wert ist charakteristisch für das hohe Verhältnis Energie/Volumeneinheit in hydraulischen Anordnungen. — Zum volumetrisch bedingten Leistungsaufwand kommen natürlich noch Leckverluste von etwa derselben Größenordnung. Ihre starke Abhängigkeit von der Systemplanung gestattet keine genaueren Angaben.

### 3. Darstellung der Information und Beispiele von Grundelementen

Prinzipiell kann in einem hydraulischen System Information analog zur Elektronik durch Druck (Spannung) oder Strömung (Strom) dargestellt werden. Hierbei können Schieber ähnlich wie Relais als mechanische Indikatoren wirken.

Im folgenden entspricht grundsätzlich Hochdruck ( $h$ ) einer logischen „1“, Niederdruck ( $n$ ) einer „0“.

Es würde nun zu weit führen, den ganzen Katalog möglicher logischer Grundelemente hier aufzuzeigen. Ventilart und verwendetes Antriebsprinzip sind die bestimmenden Parameter.

Bild 1 zeigt eine der einfachsten Möglichkeiten eines logischen Verknüpfungselementes. Das Element ist in zwei verschiedenen Darstellungen gezeichnet: halbschematisch, um eine Ausführungsform und deren Funktionsweise anzudeuten, symbolisch zum Zwecke der Definition und Überleitung zu den folgenden Beispielen. Die symbolische Darstellung wurde vom Verfasser in Anlehnung an Vorbilder der Elektronik entwickelt. Einfachheit und Affinität zum realen Objekt wurden angestrebt. Letztere Eigenschaft ist speziell bei der topologischen Bearbeitung einer Schaltung von Vorteil.

Die Stellung des im Bild 1 gezeichneten Ventils ist durch den Druck am Eingang  $A$  bestimmt:  $n$  bewirkt, daß das Ventil weiterhin durch den auf die obere Antriebsfläche wirkenden Mitteldruck  $m$  nach unten gedrückt wird, während  $h$  das Ventil nach oben treibt (Bild 2).

Der Druck am Ausgang  $X$  im Bild 1 hängt somit je nach Stellung des Schiebers vom Druck am Eingang  $M$  oder  $N$  ab. In Boolescher Algebra lautet die entsprechende Gleichung

$$X = A' M + A N$$

Vergleicht man diese Funktion mit dem, was sich mit einem Transistor oder einem Relais mit einem Umschaltkontakt logisch erreichen läßt, dann steht das Ventil zwischen diesen beiden Elementen.

Durch eine geringfügige Änderung wird aus dem oben gezeigten Verknüpfungselement eine bistabile Zelle, wie sie im Bild 2 dargestellt ist. Prinzipiell könnte auch dem Element von Bild 1 Gedächtnis zugesprochen werden, denn nach Abschalten des Mitteldruckes  $m$  und des Einganges  $A$  besteht scheinbar kein weiterer Anlaß mehr zum Platzwechsel. Die Tatsache aber, daß geringe Kräfte (Leck) oder auch Druckstöße die gespeicherte Information in wenig kontrollierbarer

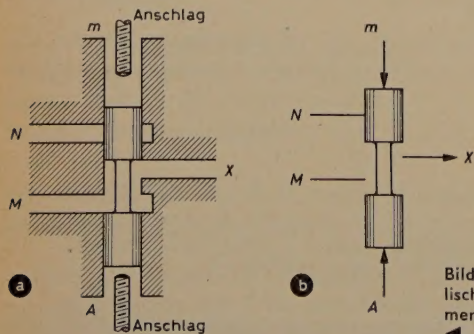


Bild 1. Einfaches hydraulisches Verknüpfungselement; a) halbschematisch, b) symbolisch

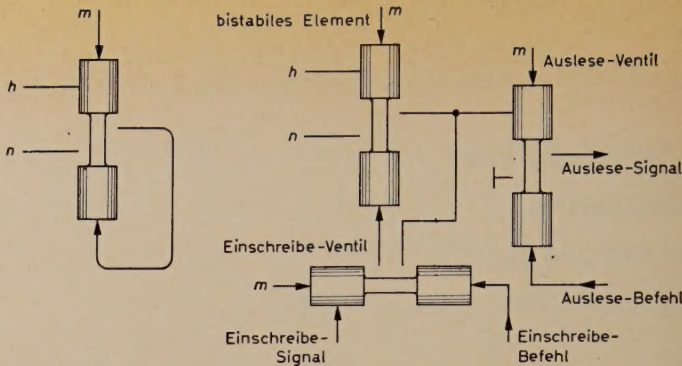


Bild 2 (links). Bistabiles Element. Bild 3 (rechts). Vollständige bistabile Gedächtniszelle (— bedeutet „kein Anschluß“, dient zur Definition der Schieberstellung)

Weise zerstören können, macht eine solche Anwendung über die ganze Zeitskala praktisch illusorisch. Dieser Mangel ist durch die Bistabilität des Elementes nach Bild 2 behoben. In dieser einfachen Form dürfte aber kaum eine Anwendungsmöglichkeit für diese Komponente bestehen. Bild 3 zeigt deshalb die Ergänzung zur vollständigen Speicherzelle. Diese Zelle gestattet gleichzeitiges, unabhängiges Ein- und Auslesen. Ausfall der Druckspeisung kann Gedächtnisverlust bewirken.

### 4. Einfache Schaltungsbeispiele

Eine Schaltung zur Erzeugung des Übertrages in einem Binäraddierwerk mit drei Eingängen zeigt Bild 4. Dieser Block ist nur durch Kombination von Elementen nach Bild 1 entstanden. Es sei noch speziell darauf hingewiesen, daß in der gezeigten Darstellung alle Kanäle in einer Ebene liegen.

Bild 5 zeigt eine einfache Multivibratorschaltung. Auch hier müssen wiederum drei Druckpotentiale eingespeist werden. Symmetrieeigenschaften gestatten in diesem Beispiel eine Vertauschung des  $h$  mit dem  $n$ -Anschluß. Ein von  $h$  und  $n$  unabhängiges Ausgangssignal läßt sich durch Einfügen eines weiteren Schaltgliedes in eines der beiden Ventile gewinnen.

Eine vollständige Binärzählerstufe (Bild 6) möge als Beispiel einer etwas komplizierteren Schaltung dienen. Diese Schaltung stellt nun bereits eine Kombination aus Verknüpfungs- und Speicherelementen dar (Bilder 1 und 3). Obwohl keine exakte Analogie besteht, können die Ventile  $I$  und  $II$  mit den beiden Trioden einer elektronischen Zählstufe verglichen werden. Ventil  $III$  ist ein Zwischenverstärker. Der Funktionszyklus ist in Tab. I angegeben. Die drei mittleren Kolonnen geben die Lage der einzelnen Ventile an ( $0$  = unten,  $1$  = oben).

Ventil- und Relaischaltungen haben insofern etwas Gemeinsames, als beide ohne zusätzliche aktive, reaktive oder passive Elemente auskommen können; ebenso können in beiden Fällen die Ein- und Ausgangskreise „galvanisch“ getrennt ausgeführt werden, was beispielsweise bei reinen Transistorschaltungen nicht möglich ist.

Tab. I. Funktionszyklus des Binärzählers

Eingang	III	I	II	Ausgang
$h$	0	0	0	$h$
$n$	1	1	0	$h$
$h$	0	1	1	$h$
$n$	1	0	1	$n$

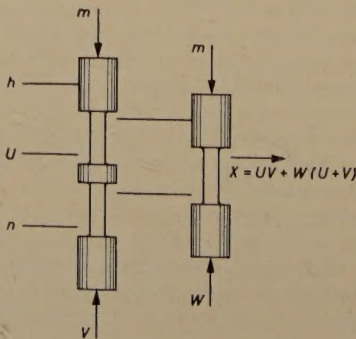


Bild 4. Übertragungserzeugung im Binäraddierwerk

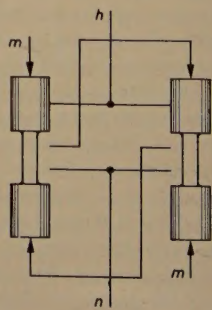


Bild 5. Einfacher Multivibrator



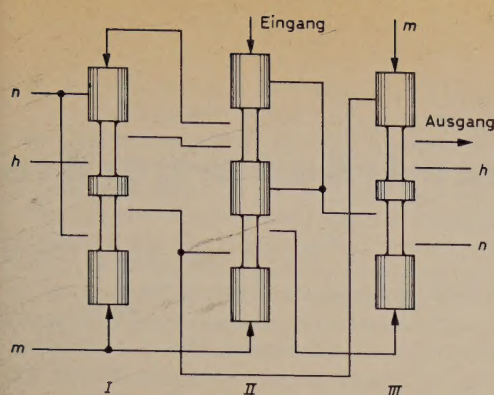


Bild 6. Binärzählerstufe

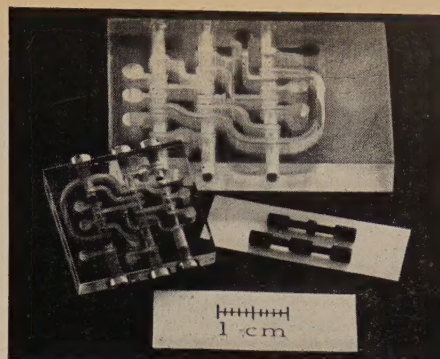


Bild 7. Miniatur- und Subminiatur-Ausführung einer Binärzählerstufe

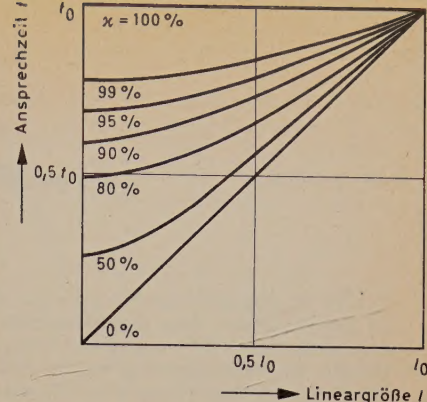


Bild 8. Ansprechzeit  $t$  als Funktion der Lineargröße  $l$

## 5. Bemerkungen über Ausführungsformen, Beispiele

Neben Leistungsfähigkeit und der Möglichkeit wirtschaftlicher Herstellung spielt die zulässige Kleinheit der Ausführung eine immer wichtigere Rolle. Wie bereits weiter oben gesagt, kann man die Leistungsfähigkeit hydraulischer logischer Elemente wie folgt zusammenfassen: Die Ansprechzeit liegt im Gebiet von 1...5 ms; die logische Verwendbarkeit ist vielseitiger als die des einfachen Transistors; die Elemente sind unter sich kompatibel; sieht man von ihrer Funktion ab (Verknüpfung, Gedächtnis), so ist praktisch nur eine einzige Sorte erforderlich.

Was die Möglichkeit wirtschaftlicher Herstellung betrifft, so ist festzuhalten, daß nur bei Verwendung neuerer Werkstoffe in Verbindung mit entsprechender Fertigungstechnik ein Erfolg zu erwarten ist. Besonders hoffnungsvoll erweisen sich die auf mannigfache Art formbaren Kunststoffe. Eine Idee besteht darin, kleinere Blöcke warm zu pressen, um diese dann in Schichtbauweise zu größeren Einheiten zusammenzufügen. Dieses Verfahren hat eine gewisse Ähnlichkeit mit der Technik der gedruckten Schaltungen, wobei jedoch schwierigere topologische Probleme auftreten als in der Elektronik. Der Grund hierfür liegt in der Notwendigkeit möglichst kurzer Leitungen, denn bei der Verwendung von Flüssigkeiten spielt die Trägheit eine entscheidende Rolle, während beim pneumatischen System die Schallgeschwindigkeit eine wesentliche Begrenzung ist. Als erste Folge resultiert hieraus eine Komplikation innerhalb eines (möglichst nur in einer Ebene Kanäle und Bohrungen enthaltenden) Blockes selbst, als zweite kommt die Abstimmung der „gedruckten Karten“ aufeinander hinzu. Diese Maßnahme ermöglicht nämlich bei Ausnutzung aller drei Dimensionen kürzeste Verbindungsleitungen unter den Blöcken.

Bild 7 zeigt als Beispiel der eben erwähnten Schichtbauweise zwei Ausführungsformen der im Bild 6 gezeigten Schaltung. Die größere Einheit ist  $30 \times 34 \times 6$  mm, die kleinere  $19 \times 22 \times 4$  mm groß; die Bohrungen haben 2,0 beziehungsweise 1,3 mm Durchmesser. Durch Entwurf eines „ungeraden“ und eines „geraden“ Schichttyps wird es möglich, mehrstufige Zähler zu bauen, indem man Schicht auf Schicht legt. Die durchgehend mit  $h$ ,  $m$  und  $n$  bezeichneten Löcher sind die Sammelkanäle.

Die Herstellung dieser Versuchsmuster geschah auf folgende Weise: Aralditplättchen, die lediglich die Bohrungen für die Ventile enthielten, wurden gegossen und danach mittels Gravier- und Bohrmaschine fertig bearbeitet. Die Schieber bestehen ebenfalls aus Kunstharz. Bei einem Flüssigkeitsdruck von 10 at wird eine Zählfrequenz von 200 Hz erreicht.

Die Frage nach der zulässigen Kleinheit der Ausführung kann auf Grund von Ähnlichkeitsbetrachtungen entschieden werden, sofern die Toleranzverhältnisse bekannt sind. Falls die Toleranzen ein konstanter Bruchteil einer repräsentativen Länge sind, läßt sich durch maßstäbliche Verkleinerung eine Reduktion der Ansprechzeit erreichen, wobei aber für die Größe Null ein von Null verschiedener Grenzwert besteht. Die grafische Darstellung im Bild 8 beschreibt dieses Verhalten genauer.

Der Parameter  $\alpha$  ist das Verhältnis der bei einer Betätigung auftretenden Maximalgeschwindigkeit zu der durch Druck und Viskosität bestimmten Grenzgeschwindigkeit.

In bezug auf ihren Absolutwert konstante Toleranzen können ein Minimum für endliche Werte von  $l$  erzeugen. Die Berücksichtigung von Erfahrungswerten zeigt aber, daß man im nutzbaren Bereich, das heißt für Bohrungen mit über 1 mm Durchmesser, mit linearen Ver-

kleinerungen eine Herabsetzung der Ansprechzeit von derselben Größenordnung erhält, falls ein günstiger Viskositätsbereich gewählt wird. Allerdings widerspricht die hier bestehende Forderung nach geringer Viskosität jener, die aus der Tendenz zur Geringhaltung der Leckverluste resultiert. Trotzdem kann man sagen, daß im Gegensatz zur konventionellen Hydraulik dank kleiner Verschiebungsgeschwindigkeiten relativ hohe Viskositäten verwendet werden können.

## 6. Unterschiede Hydraulik — Elektronik • Ausblick

Obwohl man infolge der Nichtlinearität vieler hydraulischer Phänomene nur sehr beschränkt von Analogien sprechen kann, sind doch einige anschauliche Vergleiche möglich.

Die Rolle der Trägheit läßt sich sehr gut mit den Wirkungen der Selbstinduktion vergleichen, während die Schallgeschwindigkeit die Rolle der Lichtgeschwindigkeit spielt. Bemerkenswerterweise gestatten weder Flüssigkeiten noch Gase unter sich eine wesentliche Variation dieser Größen. Bei Flüssigkeiten liegt die Schallgeschwindigkeit in der Größenordnung 1500 m/s, und die Dichte weicht nur wenig von der des Wassers ab; die träge Masse (Selbstinduktion) ist in diesem Fall die wichtigste Begrenzung. Hinzu kommt noch die Schwierigkeit, in einem solchen System potentielle Energie zu speichern, so daß kapazitive Elemente nur beschränkt anwendbar sind.

Verwendung komprimierter Gase reduziert die Trägheit beträchtlich, leider ist die Schallgeschwindigkeit aber ebenfalls geringer (Größenordnung 300 m/s). Es besteht also auch hier eine geometriebedingte Begrenzung der Ansprechzeit, wie es in der Elektronik, nur in einer anderen Größenordnung, der Fall ist.

Zu diesen Unterschieden, die noch als quantitativ gewertet werden können, kommen speziell bei mit Flüssigkeit betriebenen Systemen noch Effekte hinzu, für die sich in der Elektronik keine Analogien finden lassen. Hierzu gehören Kavitationserscheinungen. Ihr Auftreten macht sich bei niedrigen Wiederholungsfrequenzen durch Geräuschentwicklung bemerkbar, bei höheren Frequenzen ist die Ansprechzeit nicht mehr eine eindeutige Funktion des Druckes, sondern hängt noch stark von der Vorgeschichte ab. Nicht zuletzt entsteht hieraus eine neue Begrenzung der Signalverarbeitungsgeschwindigkeit. Experimentell machen sich vor allem der erforderliche Zeitaufwand bei der Vorbereitung der Versuche sowie die beschränkten Meßmöglichkeiten bemerkbar. Es ist deshalb nicht mit einander überstürzenden Fortschritten zu rechnen, um so mehr als auch die analytische Seite kaum Linearisierungen zuläßt und damit ebenfalls ihren Teil zur Komplexität beiträgt.

Einige Hinweise auf Anwendungsmöglichkeiten sind bereits in der Einleitung vorweggenommen worden. Wieweit es zur Anwendung der in langwierigen Untersuchungen gewonnenen Erkenntnisse kommt, hängt von sehr vielen Faktoren ab, nicht nur von den Resultaten; Entwicklung der Nachfrage und neue, wirtschaftliche Lösungen sind ebenso wichtig.

Zusammenfassend läßt sich der heutige Stand wie folgt umreißen: In der Form hydraulischer oder pneumatischer digitaler Steuerungen zeichnen sich neue Möglichkeiten ab, die wegen ihrer Einfachheit sowie wegen weiterer, mechanischen Systemen eigenen Charakteristiken (beispielsweise definierte, voraussagbare Lebensdauer, Unempfindlichkeit gegenüber nichtmechanischen Störungen) eine Ergänzung zu den bereits vorhandenen Steuermitteln darstellen.

(eingegangen am 20. Juni 1960)



R. DICK

# Ein Prüfsender für S-Band-Radargeräte

DK 621.396.61.001.4:621.396.96

Es wird ein pulsmodulierter HF-Generator für das Frequenzband 2,6 bis 3,4 GHz beschrieben. Seine Impulsspitzenleistung kann auf 1 mW geeicht und definiert um 100 dB verringert werden. Die Pulsfolge ist von 80 bis 2600 Hz, die Pulsverzögerung von 5...2200  $\mu$ s und die Pulsdauer von 0,5...8  $\mu$ s einstellbar. Neben seiner Hauptanwendung zur Messung der Empfängerempfindlichkeit ist der Prüfsender auch zur Nachbildung eines Radar-Echos (Simulator) und bei abgeschaltetem Oszillator zur Messung von Leistung und Frequenz des Radarsenders verwendbar. Die einzelnen Baugruppen des Gerätes werden beschrieben und Meßergebnisse mitgeteilt.

## 1. Einleitung

Zur Prüfung von Empfängern hochfrequenter Signale benötigt man Meßsender, deren Ausgangsleistung bekannt und bis zu sehr kleinen Werten definiert einstellbar ist. Eine große Gruppe solcher Empfänger muß in der Lage sein, pulsmodierte Signale möglichst verzerrungsfrei zu verarbeiten; das bedeutet für den zu verwendenden Prüfsender, daß er impulsgetastet sein muß. Da die Bandbreite des betreffenden Empfängers die minimal übertragbare Pulsdauer (bei vorgegebener zulässiger Verformung des Impulses) begrenzt, soll die Dauer des vom Prüfsender abgegebenen HF-Impulses in vernünftigen Grenzen einstellbar sein. Der HF-Impuls selber soll eine möglichst kleine Anstiegszeit haben, damit man aus der vergrößerten Anstiegszeit nach Durchlaufen des Empfängers Rückschlüsse ziehen kann. Die Impulse müssen in ihrer Folgefrequenz einstellbar sein oder durch von außen zugeführte Triggerimpulse auslösbar. Im folgenden wird ein Prüfsender beschrieben, der diese Anforderungen erfüllt und außerdem noch als Frequenz- und Leistungsmesser verwendet werden kann. Seine Hauptanwendung findet das Gerät bei der Überprüfung von S-Band-Radaranlagen zur Messung der Empfängerempfindlichkeit, Nachbildung eines Radarechos (Simulator), Messung der mittleren Sendeleistung des Radarsenders und zur Messung der Sendefrequenz.

## 2. Die einzelnen Baugruppen des Prüfsenders

Entsprechend den vielseitigen Aufgaben, die das Gerät zu erfüllen hat, gliedert es sich in einige charakteristische Baugruppen, die in dem Blockbild (Bild 1) zu erkennen sind. Das Kernstück des Gerätes ist der HF-Oszillator. Die von ihm erzeugte Leistung (oder

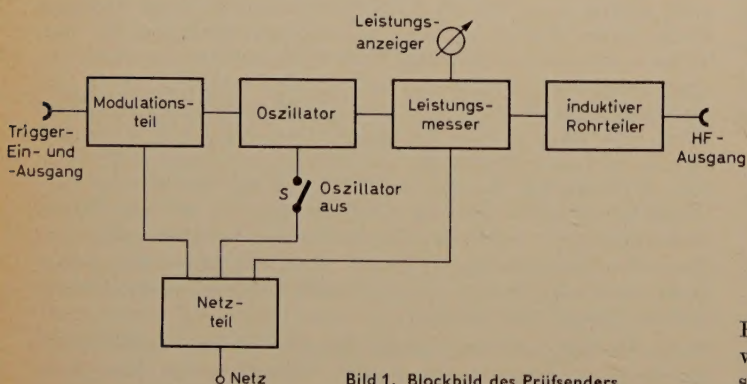


Bild 1. Blockbild des Prüfsenders

auch eine von außen zugeführte Fremdleistung) wird im Leistungsmesser (Thermistormeßbrücke) gemessen. Zur Leistungsteilung dient ein induktiver Rohrteiler. Der Modulationsteil liefert die zur Tastung des Oszillators notwendigen Modulationsimpulse, deren Folge, Verzögerung und Dauer eingestellt werden können. Der Netzteil schließlich ist elektronisch stabilisiert, wodurch ein stabiles Arbeiten aller Stufen auch bei größeren Netzspannungsschwankungen gewährleistet ist. Mit dem Schalter  $S$  kann der Oszillator abgeschaltet werden, wobei dann sein Schwingkreis als Frequenzmesser und die Thermistorbrücke zur Messung einer von außen zugeführten Fremdleistung verwendet werden können.

## 3. Der Oszillator mit Leistungsmesser und Ausgangsteiler

Bevor der eigentliche Aufbau des Oszillators beschrieben wird, sei ein Überblick über die wichtigsten Oszillortypen für den Dezimeterwellenbereich gegeben. Schwingkreise herkömmlicher Bauart mit konzentrierten Spulen und Kondensatoren sind nur noch für die längsten Dezimeterwellen realisierbar, also bis zu Frequenzen von etwa 500 MHz. Dabei ist es dann schon sehr schwierig, die Forderungen nach großer Kreisgüte und großem Variationsbereich gleichzeitig zu erfüllen. Als Oszillatorröhren werden dabei üblicherweise Trioden mit Stiftsockel verwendet, sofern sie sich durch ein großes  $S/C$ -Verhältnis auszeichnen. Trotzdem hat man auch dann schon mit Mindestkreis Kapazitäten in der Größenordnung von 10 pF zu rechnen, die sich aus Röhren-, Schalt- und Restkapazitäten des Abstimmkondensators zusammensetzen. Damit kommt man bei 300 MHz zu Kreisinduktivitäten von weniger als 30 nH. Stellt man sich vor, daß bei diesen Röhren die Eigeninduktivität einer Elektrodenzuleitung etwa 5 nH ist [1, 2], dann bleiben als Restinduktivität für die Kreisspule etwa 20 nH übrig, die dann meist als massiver Drahtbügel oder breites Metallband ausgeführt wird.

Kleine Induktivitäten realisiert man besser durch kurzgeschlossene Leitungstücke, die entweder als Bandleitung oder koaxial als Topfkreise ausgeführt sind [3], womit man besonders bei letzteren zu wesentlich höheren Güten kommt. Verwendet man zusammen mit diesen Schwingkreisen auch noch Scheiben- oder Bleistifttrioden als Oszillatorröhren, dann gelangt man mit der bisher betrachteten Grundform aus Festinduktivität und variablem Kondensator bis zu Frequenzen von etwa 1000 MHz. Bei noch höheren Frequenzen kommen neben den Laufzeitröhren nur noch Oszillatoren mit Trioden in Gitterbasisschaltung in Frage, deren grundsätzlicher Aufbau im Bild 2 zu sehen ist. Dabei bildet eine Scheibentriode eine organische Einheit mit den als Leitungskreise ausgebildeten Schwingkreisen. Das elektrische Ersatzschaltbild einer solchen Anordnung zeigt Bild 3. Zwischen Gitter und Anode und zwischen Gitter und Katode liegt je ein Schwingkreis. Die Rückkopplung erfolgt über den Leitwert  $Y_{ak}$  zwischen Anode und Katode. Die Kapazitäten des Anodenkreises ( $C_a$ ) und des Katodenkreises ( $C_k$ ) enthalten die entsprechenden Röhrenkapazitäten  $C_{ag}$  und  $C_{gk}$ , während die Kapazität  $C_{ak}$  in vielen

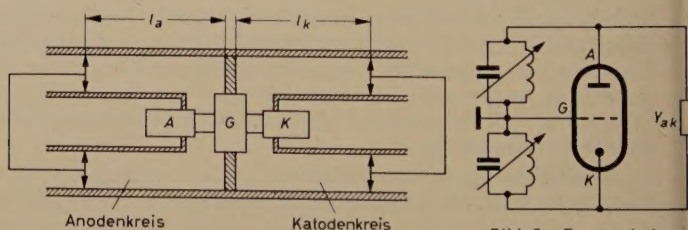


Bild 2. Grundsätzlicher Aufbau eines koaxialen Gitterbasisschwingers

Bild 3. Ersatzschaltbild des Gitterbasisschwingers

Fällen den gesamten Rückkopplungsleitwert  $Y_{ak}$  darstellt. Die notwendige Induktivität wird durch zwei kurzgeschlossene Leitungstücke der Länge  $l$  und des Wellenwiderstandes  $Z$  gebildet. Für ein solches Leitungstück ist bei praktisch verlustfreien Leitungen der Eingangswiderstand durch

$$R_e = j Z \tan \frac{2 \pi l}{\lambda} \quad (1)$$

gegeben. Aus dieser Gleichung erkennt man, daß  $R_e$  für  $l < 0,25 \lambda$  ein induktiver Blindwiderstand ist. Das gleiche gilt für den Bereich  $\frac{\lambda}{2} < l < 3 \frac{\lambda}{4}$  oder allgemein für

$$2n \frac{\lambda}{4} < l < (2n + 1) \frac{\lambda}{4}, \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2)$$



Um die Baulänge des Oszillators kurz zu halten, betreibt man üblicherweise die Leitungskreise bei Frequenzen unterhalb von 2 GHz in der  $\lambda/4$ -Resonanz (also  $l \leq \lambda/4$ ). Für hohe Frequenzen besteht bei manchen Scheibentrioden — besonders im Katodenkreis — wegen der Röhrenkapazitäten und der Größe der Anschlußflächen oder aus konstruktiven Gründen nicht mehr die Möglichkeit, den Leitungskurzschluß so nahe an das System heranzubringen, wie es für  $\lambda/4$ -Resonanz erforderlich wäre. Man geht in solchen Fällen auf eine durch Gl. (2) beschriebene größere Leitungslänge über. Diese Dimensionierung vergrößert außerdem noch bei gleichbleibender äußerer Last die Kreisgüte und erhöht damit die Frequenzstabilität des Oszillators.

Bei dem Oszillator des hier beschriebenen Prüfsenders ist es nun so, daß Anoden- und Katodenkreis verschiedene Resonanzlängen haben, und zwar ist der Anodenkreis in der  $\lambda/4$ -Resonanz abgestimmt, während der Katodenkreis  $3\lambda/4$  lang ist. Bild 4 zeigt den grundsätzlichen

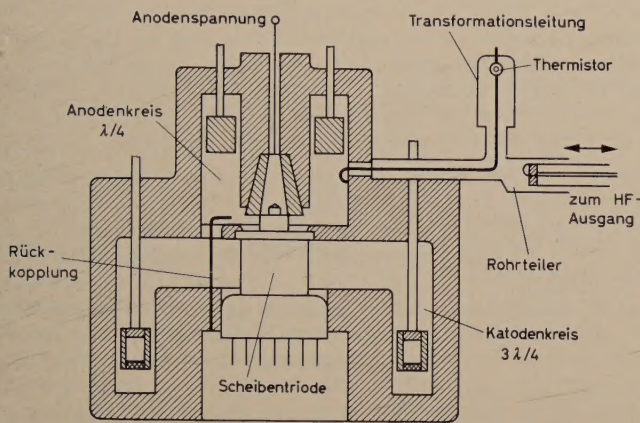


Bild 4. Grundsätzlicher Aufbau des HF-Oszillators

Aufbau dieses Oszillators, für den ebenfalls die elektrische Ersatzschaltung im Bild 3 gilt. Er arbeitet also in Gitterbasisschaltung. Der Anodenkreis schließt sich als reiner Koaxialkreis an die Anschlußflächen von Anode und Gitter organisch an und wird mit Hilfe eines kontaktlosen Kurzschlußkolbens der Länge  $\lambda/4$  für die Bandmittenfrequenz abgestimmt. Dabei werden über eine besondere Führung zwischen Kolben und Innenleiter einerseits sowie zwischen Kolben und Außenleiter andererseits Spaltbreiten von 0,15 mm definiert eingehalten. Dadurch erreicht man ein großes Verhältnis von Leitungswellenwiderstand zu Wellenwiderstand des Spaltes und somit eine große Kolbendämpfung. Die geringe Restleistung, die noch in den Raum hinter dem Kurzschlußkolben gelangt, wird dort von einem stark dämpfenden Material verbraucht, so daß keine störende Rückwirkung auf den Schwingkreis eintritt.

Beim Katodenkreis konnte wegen der relativ großen Eingangskapazität der Röhre EC 57 ( $C_{gk} = 3,3$  pF) und wegen der großen Abmessungen der Katode die  $\lambda/4$ -Abstimmung nicht mehr verwirklicht werden. Aus diesem Grunde wurde dort die  $3\lambda/4$ -Resonanz angewandt. Allerdings ist in diesem Fall der Resonator aus konstruktiven Gründen nicht als reiner Koaxialkreis ausgeführt, sondern setzt sich aus einer sogenannten Radialleitung — Radius etwa  $\lambda/2$  der höchsten vorkommenden Frequenz — und einem daran anschließenden Stück Koaxialleitung zusammen, deren Länge man wieder wie im Anodenkreis durch einen kontaktlosen Kurzschlußkolben abstimmt.

Um zur einfacheren Abstimmung einen gemeinsamen Antrieb für Anoden- und Katodenkreis anbringen zu können, müssen die Kolbenhübe in beiden Kreisen für jede Frequenzänderung in einem praktisch konstanten Verhältnis zueinander stehen. Bei zwei unbelasteten, einseitig kurzgeschlossenen Resonanzleitungen verhalten sich diese Hübe wie die Anzahl der Viertelwellenlängen. Sind die Leitungen dagegen kapazitiv belastet, wie bei Oszillatoren nach Bild 2, dann ist dieses Hubverhältnis  $\alpha$  von der Frequenz abhängig. Die Größe eines Frequenzbandes, in dem man eine vorgegebene Abweichung des Hubverhältnisses von einem Sollwert erreicht, ist von der Größe der Belastungskapazitäten und den Leitungswellenwiderständen abhängig. Die praktischen Verhältnisse werden hier wegen der Mitverwendung der Radialleitung im Katodenkreis noch komplizierter. Wie gut

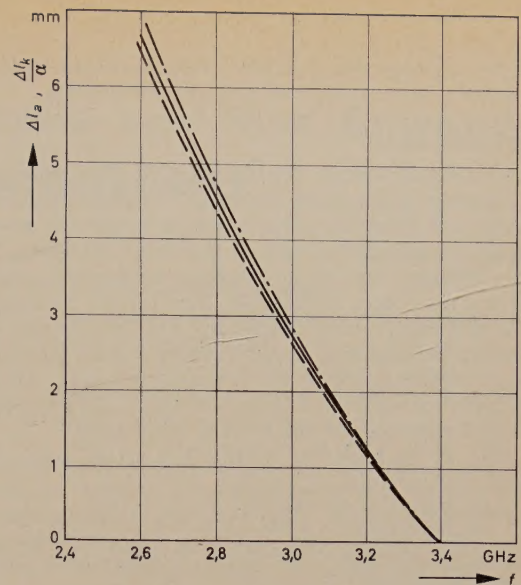


Bild 5 (oben). Gleichlauf zwischen Anoden- und Katodenkreis als Funktion der Frequenz ( $\alpha$  ist das Steigungsverhältnis der Antriebsspendeln für Anoden- und Katodenkreisabstimmung)

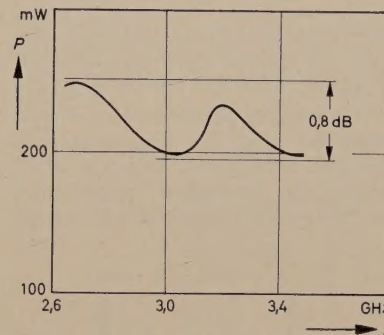


Bild 6. Frequenzgang der HF-Ausgangsleistung

der angestrebte Gleichlauf dennoch erreicht wurde, geht aus den Meßkurven im Bild 5 hervor. Darin sind über der Frequenz die Abstimmungskurven von Anoden- und Katodenkreis mit Ordinatenmaßstäben aufgetragen, die sich wie das mechanisch verwirklichte Hubverhältnis  $\alpha$  zueinander verhalten. Konstruktiv wurde die Einknopfabstimmung bei dem beschriebenen Oszillator durch Gewindespindeln gelöst, deren Steigungen sich wie das Hubverhältnis verhalten und die Kolben bei der Abstimmung in entgegengesetzter Richtung bewegen. Die Güte des so erreichten Gleichlaufs zwischen Anoden- und Katodenkreis wird auch durch den gemessenen Frequenzgang der Ausgangsleistung belegt (Bild 6).

Die Auskopplung der HF-Energie aus dem Anodenkreis erfolgt über eine fest eingestellte Koppelschleife. Ein Teil dieser Energie wird zur Messung der Oberstrichleistung mit Hilfe einer Thermistorbrücke abgezweigt, während die Ausgangsleistung über einen induktiven Rohrteiler mit praktisch frequenzunabhängiger Grunddämpfung an die Ausgangsbuchse auf der Frontplatte des Gerätes gelangt. Der Teiler ermöglicht das Einstellen von Dämpfungen zwischen 0 und 100 dB und gibt bei entsprechender Eichung der Oberstrichleistung auf den Normalpegel 1 mW den Wert der Impulsspitzenleistung an.

Wie aus Bild 6 zu ersehen ist, gibt der Oszillator im benutzten Frequenzband etwa 200 mW Dauerstrichleistung ab. Im Gerät jedoch ist er stets impulsgetastet, so daß die mittlere abgegebene Leistung auf den Bruchteil des Tastverhältnisses zurückgeht. Dadurch ist es möglich, die Oberstrichleistung vor dem Rohrteiler mit Hilfe eines Thermistors direkt zu messen. Zu diesem Zweck wird der Oszillator von einem Eichimpuls mit 1 kHz Folgefrequenz und 2,5  $\mu$ s Dauer getastet. Das entspricht einem Tastverhältnis von 1 : 400. Bei 200 mW Dauerstrichleistung gibt der Oszillator damit eine über die Zeit gemittelte Leistung von 0,5 mW ab, die dem Meßthermistor direkt zugeführt wird. Dabei zeigt der Leistungsmesser auf der Frontplatte des Gerätes den Normalpegel bei 50% Vollausschlag an. Da nun die Grunddämpfung des Teilers gerade 23 dB ist, bedeutet das, daß am HF-Ausgang eine Impulsspitzenleistung von 1 mW oder 0 dBm zur Verfügung steht. Die Ablesung auf der Teilerskala gibt dann den Spitzenpegel, bezogen auf 1 mW, an.

Die Modulationsschaltung ist so aufgebaut, daß die HF-Spitzenleistung praktisch unabhängig vom Tastverhältnis des Modulations-



impuls ist. Solange der Oszillator nicht verstimmt wird, bleibt damit der beim Eichvorgang eingestellte Pegel erhalten.

#### 4. Der Modulationsteil

Der Modulationsteil versorgt den Oszillator des Prüfsenders mit den für die Tastung notwendigen Impulsen. Pulsfolgefrequenz, Pulsverzögerung und Pulsdauer können, entsprechend den praktischen Erfordernissen, eingestellt werden. In der Schalterstellung „Eichen“ liefert der Oszillator den für die Eichung des hochfrequenten Ausgangspegels notwendigen Eichimpuls. Eine weitere Schalterstellung bietet die Möglichkeit einer Triggerung des Impulsteiles mit von außen zugeführten Impulsen. In dieser Betriebsart arbeiten die Stufen für die Pulsverzögerung und für die Pulsdauer und sind in den gleichen Grenzen einstellbar wie bei der Eigenmodulation. Lediglich die Stufe, die die Folgefrequenz bestimmt, ist dann abgeschaltet.

Bild 7 zeigt links das Blockbild des Modulationsteils, während rechts ein Zeitplan für die einzelnen Impulsstufen zu sehen ist. Die Folgefrequenz im Bereich von 80...2600 Hz für die Modulation des Senders wird von einem Sperrschwinger bestimmt. Der Ausgangsimpuls des Sperrschwingers wird dem stark negativ vorgespannten Gitter einer Katodenstufe zugeführt, so daß an deren Katode nur ein positiver Impuls erscheint. Dieser Impuls hat eine Breite von etwa 4  $\mu$ s und eine Amplitude von mehr als 80 V. Über einen Teiler erreichen etwa 35% davon den Triggerausgang des Geräts. Der Gesamtimpuls dagegen gelangt über einen Vorwiderstand zur Strombegrenzung zum ersten Steuergitter eines monostabilen Multivibrators, dessen Schaltung Bild 8 zeigt. Im Ruhezustand, also ohne Eingangsimpuls, liegt das zweite Steuergitter der hier verwendeten Röhre E 88 CC über einen Festwiderstand von 1 k $\Omega$  und die beiden Potentiometer von 1 M $\Omega$  sowie 20 k $\Omega$  an der Katode der Röhre. Damit ist die

Gittervorspannung dieses Röhrensystems praktisch Null. Durch diese Röhre fließt daher ein großer Strom und erzeugt am gemeinsamen Katodenwiderstand von 2 k $\Omega$  einen so großen Spannungsabfall, daß das linke System, dessen Gitter auf Masspotential liegt, gesperrt wird.

Gelangt nun ein positiver Triggerimpuls auf das erste Steuergitter, dann beginnt das linke System in dem Moment Strom zu ziehen, in dem der Eingangsimpuls den Wert der Knickspannung überschreitet. An der Anode dieser Röhre erscheint dann ein negativer Impuls, der über den Koppelkondensator von 1,5 nF an das Gitter des zweiten Systems gelangt und dieses sperrt. Damit sinkt das Katodenpotential, wodurch die Wirkung des Eingangsimpulses noch unterstützt wird. Die negative Ladung des Koppelkondensators am Gitter kann nur über den einstellbaren Gitterableitwiderstand abfließen. Damit bestimmt die durch die Ableitwiderstände und den Koppelkondensator gegebene Zeitkonstante die Sperrzeit des zweiten Systems der E 88 CC und so die Dauer des positiven Impulses an der Anode dieser Röhre. Sie kann so eingestellt werden, daß der Ausgangsimpuls minimal 4 und maximal 2300  $\mu$ s lang ist. Dieser Impuls wird dann differenziert, wobei seine Vorderflanke einen positiven und seine Rückflanke einen negativen Nadelimpuls hervorruft, der gegenüber dem anstoßenden Triggerimpuls am ersten Gitter der E 88 CC um die Länge des Anodenimpulses verzögert erscheint.

Bei ausgeschalteter Verzögerung arbeitet die Verzögerungsstufe mit fester Pulsdauer. Das Differenzierglied ist jetzt an die erste Anode angeschlossen und liefert nun einen negativen Nadelimpuls, der mit dem Beginn des anstoßenden Triggerimpulses für die Verzögerungsstufe zusammenfällt.

In beiden Schalterstellungen steht also am Ausgang der Verzögerungsstufe ein negativer Nadelimpuls zur Verfügung, der die leitende Triode eines als Trennstufe wirkenden Univibrators mit fester Pulsdauer sperrt. Die Differentiation des Impulses an der Anode desselben Systems ergibt einen von der Form des anstoßenden Impulses unabhängigen positiven Triggerimpuls. Dieser triggert den Pulsdauer-Univibrator, der ähnlich aufgebaut ist wie die beschriebene Verzögerungsstufe und einen im Bereich von 0,4...8  $\mu$ s einstellbaren positiven Ausgangsimpuls abgibt.

Nach Durchlaufen einer Leistungsstufe steht dann für den Oszillator ein negativ gerichteter Modulationsimpuls zur Verfügung.

Die Tastung des Oszillators geht nun so vor sich, daß der negative Ausgangsimpuls auf einen Spannungsteiler gelangt, der die Katode der Oszillatöröhre so weit positiv vorspannt, daß sie im Ruhezustand gesperrt ist. Der Modulationsimpuls jedoch hebt diese Vorspannung auf, so daß der Oszillator während der Dauer des Impulses schwingen kann. Um ein Überspringen des HF-Impulses zu vermeiden, muß der negative Tastimpuls gerade so groß sein, daß er die Vorspannung der Oszillatöröhre aufheben kann. Im vorliegenden Fall kann die Amplitude über die Schirmgitterspannung der in der Endstufe verwendeten Pentode eingestellt werden.

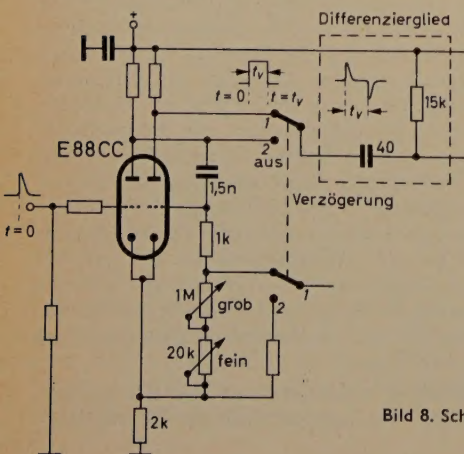
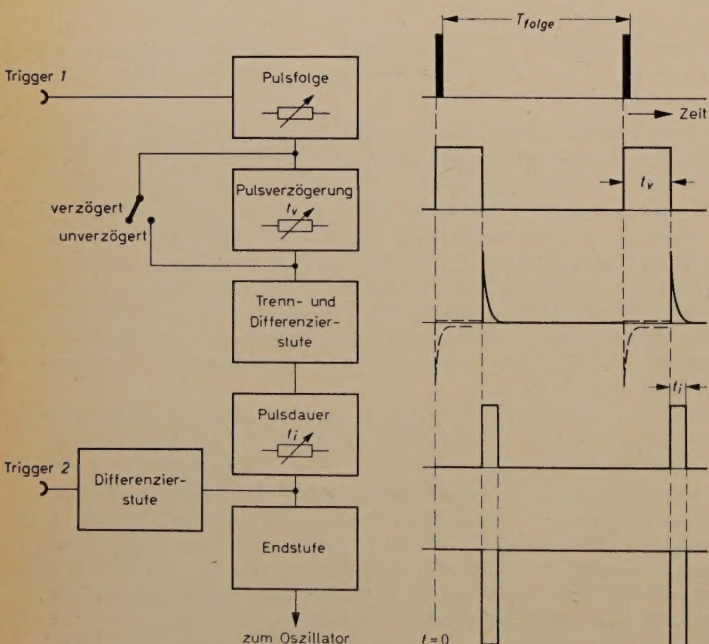


Bild 7 (oben). Blockbild des Modulationsteils und Zeitplan der einzelnen Impulsstufen

Bild 8. Schaltung der Verzögerungsstufe

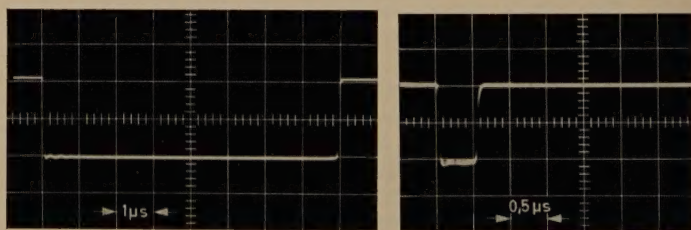


Bild 9. Längster und kürzester demodulierter HF-Impuls

Bild 9 zeigt zwei Aufnahmen des demodulierten HF-Impulses. Links ist der Impuls maximaler Dauer (8  $\mu$ s), rechts der kürzeste Impuls (0,5  $\mu$ s) zu sehen. Man erkennt gut, daß die Anstiegszeit kleiner als 100 ns ist und daher wohl allen Anforderungen genügt.

#### Schrifttum

- [1] Dahlke, W.: Der Eingangsleitwert von Trioden. Fernmeldetechn. Z. Bd. 7 (1954) S. 522-528
- [2] Brand, H., u. Schuon, E.: Meßgerät zur Bestimmung sehr kleiner Induktivitäten. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 65-67
- [3] Braun, A.: Der frequenzstabile Schwingtopf-Generator. Diss. ETH Zürich 1946

(eingegangen am 2. Februar 1960)



# Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photozellen I

DK 621.383:669.783:548.0:53

Der erste Teil dieser Arbeit behandelt die mechanische und chemische Struktur der Korngrenze, besonders das durch die freien Bindungen erzeugte Spannungsfeld und die daraus resultierende Veränderung des elektronischen Bandabstandes. Außerdem wird zur Frage der stabilisierenden Korngrenzenenergie Stellung genommen und das Modell der Mittelwinkel-Korngrenze beschrieben. Es wird ferner auf den Einfluß von Verunreinigungen eingegangen, wobei die Bedeutung von Abscheidungen gerade im Bereich der Mittelwinkel-Korngrenzen gering erscheint.

## 1. Einleitung

Die Entwicklung zuverlässig arbeitender Halbleiter-Bauelemente, die hohen Ansprüchen an Lebensdauer und Stabilität genügen, war und ist eng mit der Kristallforschung verknüpft. Während einerseits eine stärkere Homogenisierung des Materials zum Zwecke besserer Reproduzierbarkeit elektrischer Eigenschaften erforderlich war, wurden andererseits gerade die kristallografischen Störungen auf ihre elektrischen Eigenschaften hin untersucht. Diese Störungen können nun wieder teilweise als wichtiges Mittel zur Beeinflussung des Ladungsträgertransports in Halbleitern aufgefaßt werden. Bedingung hierfür ist natürlich, daß man sie kontrollieren kann oder ihre Wachstumsbedingungen beherrscht. Das gilt sowohl für Gitterfehlstellen und Versetzungen als auch für Verunreinigungen.

Um elektrisch aktive Zonen (zum Beispiel  $pn$ - oder  $pin$ - oder  $pp^+$ -Übergänge) in Kristallen zu erzeugen, bedarf es aber größerer Gebiete solcher Störungen, die beispielsweise in Flächen angeordnet sind und mit elektrischen Kontakten versehen werden können. Daher sind in solchem Falle Störungen nullter Ordnung (Leerstellen, Fehlstellen, Versetzungen in statistischer Verteilung) und solche erster Ordnung (lineare Störungen) wenig interessant. Erst solche ebenen Charakters (Rekristallisations- und Diffusionsgrenzen, Korngrenzen usw.) sind elektrisch leichter zu beurteilen und zu verwenden.

Während die Grenzen verschiedenen Leitungscharakters, die durch Diffusion erzeugt werden, auf der Wanderung von Verunreinigungsatomen im Gastgitter beruhen, werden bei der Rekristallisation die Eigenschaften durch das Zurückbilden des ursprünglichen Gastgitters in die von der Verunreinigung gesättigte Zone hinein bestimmt. In beiden Prozessen besteht eine gewisse Schwierigkeit darin, besonders eng begrenzte und schmale Zonen mit steilem Verunreinigungsgradienten zu erzeugen, weil ja sowohl der Diffusions- als auch der Rekristallisationsprozeß eine im wesentlichen statistisch verteilte Anordnung von Fremdatomen hinterlassen. Im Falle der Grenzflächen zwischen zwei perfekten Kristallen, die man nach F. Seitz als „Imperfections of planar extend“ kennzeichnet, liegt die Situation insofern anders, als hier infolge der geometrisch vollständig definierten Anordnung der freien Bindungen (dangling bonds) zwischen den Monokristallhälften des Bikristalls eine atomar saubere definierte, innerkristalline Fläche mit extrem hohem Verunreinigungsgradienten entsteht. Das ist besonders dann der Fall, wenn alle Rekristallisations- und Diffusionserscheinungen ausgeschlossen werden können. Dieses zu beweisen und Methoden für die Feststellung dieser Tatsache zu finden, war ein erster Schritt, die Bikristall-Zwischenzonen oder Korngrenzen als definierte Gebilde im Sinne der Festkörperelektronik anzusehen. Daraus ergaben sich im weiteren Verlauf der Arbeiten an Bikristallen eine Fülle von Folgerungen für das elektronische Verhalten und ferner Möglichkeiten, dieses Verhalten in Halbleiter-Bauelementen auszunutzen.

Im Abschnitt 2 werden kurz die Physik und die Herstellungsverfahren der Korngrenzenebenen erläutert sowie der Stand der Technik und die Kenntnisse von der mechanischen Struktur diskutiert. Im zweiten Teil der Arbeit soll dann auf das elektrische Verhalten von Bikristall-Zwischenzonen eingegangen werden, aus dem die vielen Möglichkeiten der Anwendungen in Bauelementen ersichtlich sind. Schließlich soll am Ende des zweiten Abschnittes dieser Arbeit ein spezielles Bauelement, das bereits industriell in den Markt Eingang gefunden hat, besprochen werden, nämlich die Korngrenzen-Photozelle KF 11.

## 2. Physik und Metallurgie der Korngrenze

Während die ersten Untersuchungen an zufällig gewachsenen Korngrenzen schon weiter zurückliegen [1, 2, 3] und auch die Überlegungen zum elektrischen Verhalten von Versetzungen bereits durch W. T. Read durchgeführt wurden [4], waren sowohl die Frage der künstlichen Herstellung wohldefinierter Korngrenzenebenen als auch der Einfluß von Diffusion und Segregation noch offen. Diese Fragen wurden erst etwas genauer untersucht, nachdem es gelang, Korngrenzenebenen reproduzierbar herzustellen und dabei nur einen der fünf Freiheitsgrade in definierter Weise zu verändern. Als Veränderliche wurde bei diesen Versuchen insbesondere der Klappwinkel zwischen den Wachstumsachsen der Monokristallhälften des Bikristalls gewählt [5, 6].

Die Bikristall-Orientierung im Saathalter und die Herstellung eines Korngrenzen-Saathalters gehen aus Bild 1a hervor. Die zugehörigen Winkelabweichungen der Bikristall-Zwischenschicht sind im Bild 1b

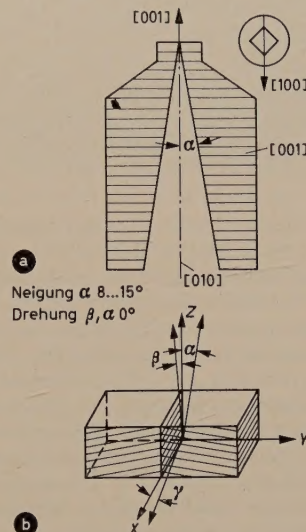


Bild 1.  
a) Saatkristallform vor Zusammenklappen um Klappwinkel  $\alpha$   
b) resultierender Bikristall mit Fehlerabweichungen  $\beta$  und  $\gamma$

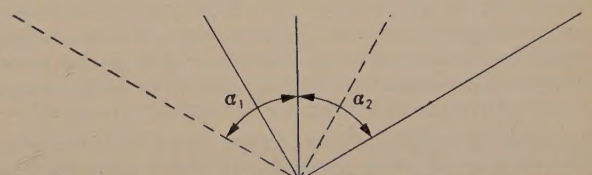
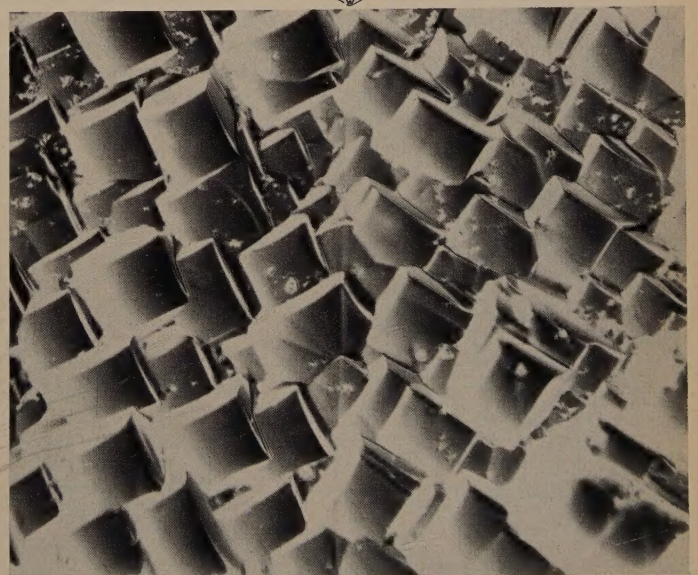


Bild 2 (unten). Ätzfigur eines Bikristalls [100];  $\alpha_1 = -60^\circ$ ,  $\alpha_2 = 60^\circ$ ,  $\Delta\alpha = 120^\circ - 90^\circ = 30^\circ$





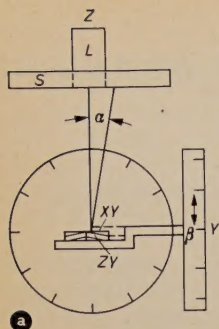


Bild 3.  
a) Lichtfigurenaufnahme  
an Bikristallen und  
b) Lichtfigurenjustierung  
im Orientierungskreuz

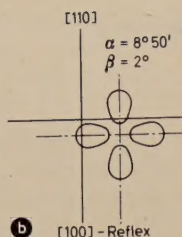
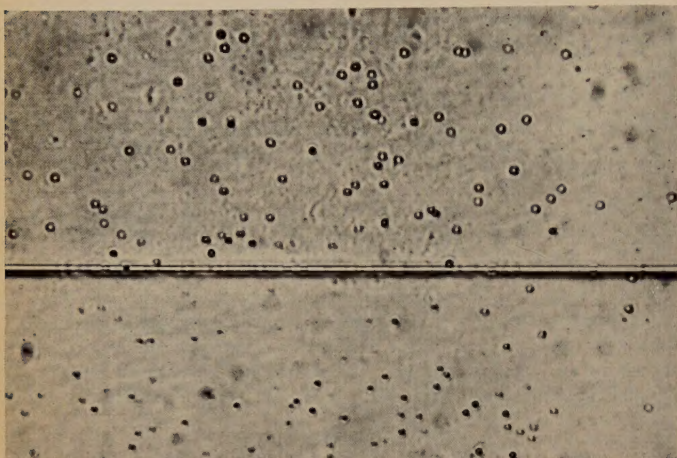


Bild 4 (unten).  
Versetzungsdichte im  
Gebiet einer Korngrenze,  
1000fach vergrößert



dargestellt. Ein hierzu gehöriges Ätzbild [100] ist im Bild 2 gezeigt. Es ist sehr einfach, Bikristalle nachzuorientieren oder ihre Orientierung zu kontrollieren, indem man die optische Methode der Lichtfiguren anwendet, bei der der Kristall auf einem Goniometer im Lichtstrahl angeordnet ist und die Reflexfigur justiert wird [7] (Bilder 3a und 3b; hier ist der Fehler ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) angegeben, wie er in einem speziellen Falle gemessen wurde). Die Beachtung aller für das präzise Wachstum für Mittelwinkel-Korngrenzen notwendigen Bedingungen [6] führt zu einer so sauberen Herstellung von Korngrenzebenen, daß auch in unmittelbarer Nähe der Korngrenze die Versetzungsdichte gegenüber den Monokristallhälften unverändert bleibt (Bild 4). Ein wesentliches Argument für die Annahme der Reproduzierbarkeit von Mittelwinkel-Korngrenzen und ihrer Eigenschaften ist die stabilisierende Korngrenzenenergie, die im Gegensatz zur Kleinwinkel-Korngrenze eine geordnete und nach außen hin abgeschlossene Struktur ermöglicht und wiederum im Gegensatz zur Großwinkel-Korngrenze keine wesentlichen Deformationen des Gitters in einer Umgebung erzeugt, die über einige Gitterkonstanten von der Korngrenze hinausgeht.

Es wird also angenommen, daß — anders als im Falle der isolierten Versetzungslinien — eine Überlappung der um jede Stufenversetzung sich ausbildenden Kompressions- und Dilatationszonen entsteht. Betrachtet man (Bild 5) die zusätzliche Gitterebene einer Stufenversetzung, dann tritt neben der Kompression im oberen Teil eine Dilatations-  
spannung im unteren Teil des Gitters auf. Der Verschiebungsvektor

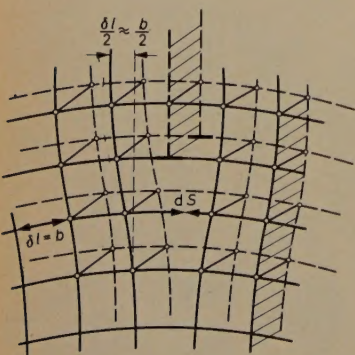


Bild 5. Zusätzliche Gitterebene  
einer Stufenversetzung und Gitter-  
dehnung

(Burgers-Vektor  $b$ ), dessen Betrag hier praktisch gleich der Gitterkonstante ist, führt zu einer Gitterdehnung im oberen Teil von  $\delta l/2 = b/2$  oder zu einem Spannungsvektor  $dS$ .

In einer Zusammenfassung der Defekte in Halbleiter-Kristallen vom Diamant-Typ bespricht E. Billig eine Reihe von Gesetzmäßigkeiten von Versetzungen und ihre Abhängigkeit von der thermischen Situation [8]. Die Temperaturkontrolle beim Wachstum solcher Korngrenzebenen spielt eine erhebliche Rolle für die Ausbildung und Perfektion der Ebenen.

Es muß hier genügen festzustellen, daß die aus reinen Stufenversetzungen aufgebaute Korngrenze im Gegensatz zur Schraubenversetzung durch die regelmäßige Anordnung der freien Bindungen im Gastgitter der Bikristalle bestimmt ist.

Bild 6 zeigt das Schema einer Schraubenversetzung. Hier liegt der Burgers-Vektor in der Gleitebene, da die Versetzung parallel zu ihr verläuft. Es treten keine gebrochenen Bindungen und auch keine freien Valenzen auf. Diese Art der Versetzung ist daher elektrisch wenig aktiv, ähnlich den Zwillingsgrenzen, in denen ebenfalls keine Bindungsunterbrechungen, sondern nur Diagonalverschiebungen auftreten.

Um nun einen Einblick in das mögliche und theoretisch vorhersagbare elektrische Verhalten der Korngrenze zu tun, ist die Kenntnis der mechanischen Verhältnisse in unmittelbarer Umgebung der Versetzungen unerlässlich. Man stelle sich das Korngrenzenmodell wie im Bild 7 vor. Der Klappwinkel  $\Theta$  ist ein Maß für die Anzahl der freien Bindungen. Ihr Abstand ist durch

$$D = \frac{b}{2 \sin \frac{\Theta}{2}} \approx \frac{b}{\Theta}$$

gegeben. Bild 8 zeigt eine größere Ansicht eines sauber gewachsenen Bikristalls in etwa 500facher Vergrößerung (Wachstumsrichtung [100], Klappwinkel  $20^\circ$ ).

Man kann das innerhalb der Kristalle durch die Korngrenzenverformung auftretende Spannungsfeld genauer betrachten und, etwa wie in der Deformationstheorie, Aussagen über die Änderung des verbotenen Bandes gewinnen [9]. Kulin und Kurtz [10] haben diese Methode zur Darstellung der mutmaßlichen Bandänderung in der näheren Umgebung (bis 10 Gitterkonstanten) der Stufenversetzung angewandt. Ein Volumenelement  $V_0$  wird um den relativen Betrag  $\delta V/V_0$  durch die Gitterdeformation geändert. Das ergibt die Änderung

$$\delta E_C = E_{1C} \frac{\delta V}{V_0} \quad (1)$$

der Leitungsbandkante ( $E_{1C}$  ist der Koeffizient der Bandverschiebung). Die gleiche Verschiebung ergibt sich für das Valenzband mit  $-E_{1v}$ .

Eine lokale Druckkomponente kann genauso gut in die Rechnung eingeführt werden (zum Beispiel bei Messungen an Kristallen unter äußerem Druck), da

$$\frac{\delta P}{P_0} = -\frac{1}{\kappa} \frac{\delta V}{V_0} \quad (2)$$

Dabei ist  $\kappa$  die Kompressibilität,

$$\frac{1}{\kappa} = \frac{\delta P/P_0}{-\delta V/V_0}$$

der Volumen-Elastizitätsmodul und  $\delta P$  die relative Druckänderung. Der Gesamtbetrag der Bandänderung ist durch die Summe der Verschiebungen der Kanten gegeben.

$$\delta E = \delta E_c + \delta E_v = \underbrace{(|E_{1C}| + |E_{1v}|)}_{E_{1G}} \frac{\delta V}{V_0} \quad (3)$$

Oder es ist

$$\delta E = -\kappa \frac{\delta P}{P_0} E_{1G} \quad (4)$$



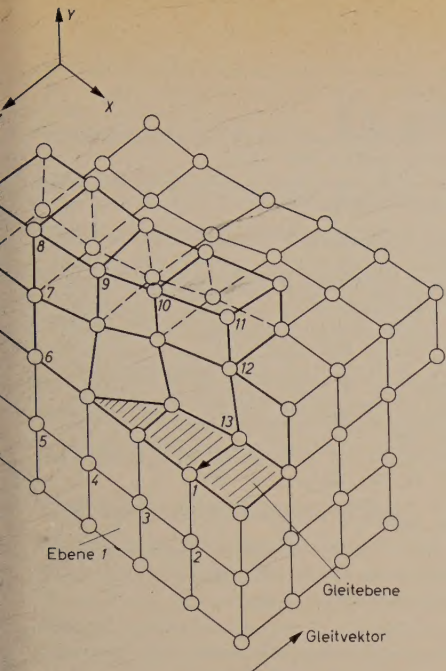


Bild 6. Schematisches Bild einer Schraubenversetzung für kubisches Gitter

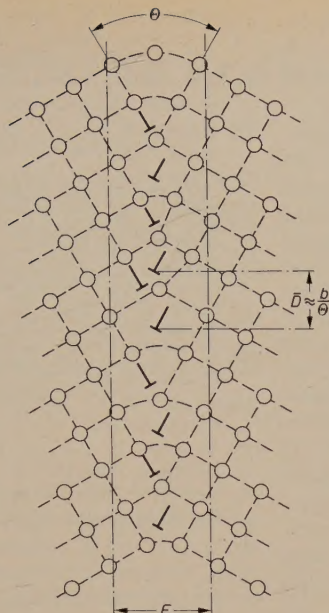


Bild 7. Gitterverformung in der Korngrenzebene und freie Bindungen

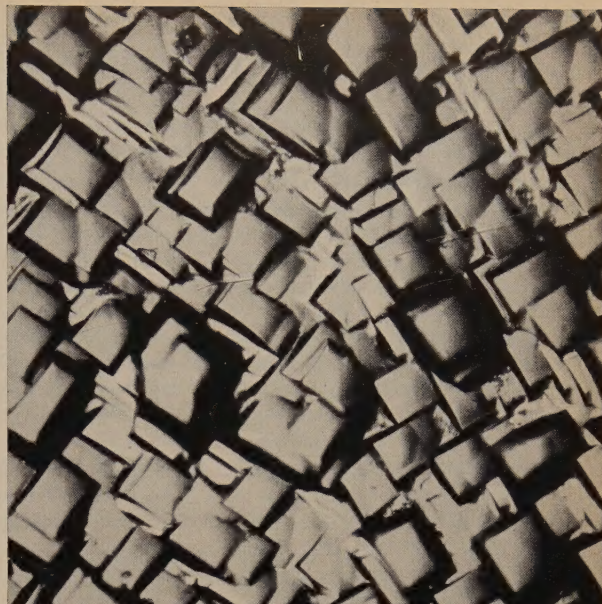


Bild 8. Mikroskopisches Bild der Oberfläche eines Bikristalls mit herausgeätzten Ätzfiguren (Vergrößerung 500fach)

Die Energie der Stufenversetzung  $E_1$  und der daraus aufgebauten Korngrenze läßt sich nun aus den lokalen Spannungskomponenten, die durch die Gitterverzerrung gegeben sind, errechnen [11] und daraus das relative Druckverhältnis zum perfekten Kristall  $\delta P/P_0$  mit Hilfe der bekannten Elastizitätskonstante bestimmen. Es ergeben sich  $\delta E$ -Werte von 0,1 eV (in Abständen von einigen Gitterkonstanten [10, 11]).

Damit sieht das Bändermodell der Korngrenze etwa so aus, wie im Bild 9 angegeben. Die abwechselnd wirksamen Kompressions- und Dilatationszonen bewirken jeweils Bandaufweitung (bei  $C'$ ) und Bandverengung (bei  $D$ ). Da teilweise Überlappung auftritt, ist die resultierende Bandaufweitung nicht gleich  $\Delta E$ , sondern  $\Delta E'$ , etwa gleich

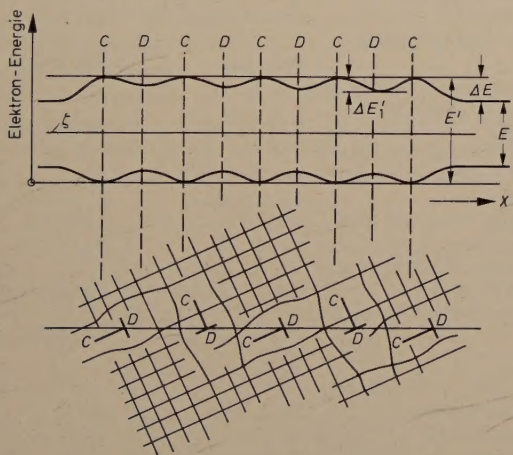


Bild 9. Schematische Darstellung der Bandstruktur einer Korngrenze

$\Delta E/2$ . Die Bandweite am Ort der Dilatationszonen ist immer noch größer als ohne Korngrenzen, da eine mittlere Gitteraufweitung bestehen bleibt.

Danach müßte die Korngrenze eine hohe Ladungsträger-Injektionswirksamkeit aufweisen. Versuche mit Punktkontakt-Transistoren ergaben Anzeichen hierfür [12]. Weitere Untersuchungen, besonders durch Ultraschallreflexion und Spektralausmessung des Photoeffektes, sollen diese Befunde ergänzen (im Teil II dieser Arbeit).

Aus vielen mechanischen und elektrischen Messungen an Korngrenzen geht hervor, daß dieser mathematisch festlegbare, geometrisch saubere Aufbau für die mittleren Klappwinkel (etwa  $1^\circ \dots 15^\circ$ ) gilt, denn für

diese Winkel wurde die gemäß der Theorie von Read und Shockley [13] ableitbare Energie der Korngrenze experimentell bestätigt [14]. Für höhere Fehlorientierung (etwa  $\Theta = 20^\circ$ ), wie sie vielfach in den Experimenten verwandt wird, besteht der experimentelle Befund, daß die Korngrenzenenergie im wesentlichen unabhängig von der Fehlorientierung  $\Theta$  wird. Es ist anzunehmen, daß bis etwa zum Maximum der Read-Shockley-Energiekurve (für das Diamant-Gitter etwa  $25^\circ$ ) keine wesentliche Abweichung vom Versetzungsmodell auftritt, da das Maximum flach ist. Erst wesentlich darüber tritt wohl Mikrobruch [15] und bevorzugte Diffusion auf.

Man kann nun annehmen, daß auch die bevorzugte Diffusion im Falle der Mittelwinkel-Korngrenze, die nach außen hin ein besonders stabiles Verhalten zeigt, nur geringe Bedeutung hat [5]. Tatsächlich zeigen Diffusionsuntersuchungen an solchen Bikristallen, daß keinerlei bevorzugte Abscheidung auftritt, die etwa das elektrische Verhalten verändern könnte [16, 17]. Daß eine Kleinwinkel-Korngrenze, insbesondere in Form von Linienversetzungen (lineage), stark durch Diffusionsanteile beeinflusst wird, ist durch die weitreichende Cottrell-Atmosphäre solcher isolierten Versetzungen zu erklären. Die Cottrell-Atmosphäre verringert sich aber erheblich, sobald Dilatations- und Kompressionszonen, wie bei Mittelwinkel-Korngrenzen, überlappen. Daß die Abhängigkeit der Diffusionskonstante von der Mißorientierung der Körner groß ist, wurde bereits bei Diffusionsversuchen an

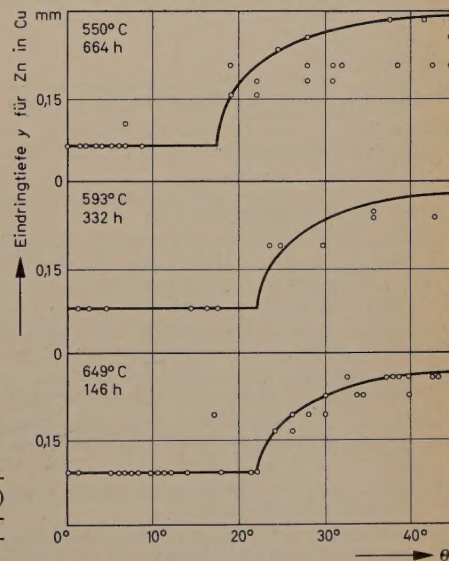


Bild 10. Diffusionsversuche (Zink in Kupfer) in Korngrenzen in Abhängigkeit vom Klappwinkel  $\Theta$



Zink (mit Kupfer als Diffundent) nachgewiesen. Bekannte Ergebnisse dieser Art zeigt Bild 10. Hier variiert die Eindringtiefe kaum mit Temperatur und Zeit des Vorganges unterhalb des Klappwinkels  $\Theta \approx 20^\circ$  [18].

Die zum Teil widersprechenden Angaben von bevorzugter Korngrenzen-Diffusion beruhen auf einer zu ungenauen Definition der Korngrenzen und ihrer Form.

Das Diffusionsproblem ist wegen der sehr schwierigen Definition der Vorbedingungen kompliziert. Die bei sehr kleinen Klappwinkeln (lineage boundaries) stark unterschiedlichen Diffusionskoeffizienten  $D_{||}$  und  $D_{\perp}$  (parallel und senkrecht zu den Versetzungslinien) nähern sich bei zunehmendem Klappwinkel  $\Theta$ , also zunehmender Überlappung, einander [18]. Dabei sollte sich nun auch der Absolutbetrag  $|D_{||}|$  und  $|D_{\perp}|$  dem Diffusionskoeffizienten  $D$  des Monokristalles angleichen. Untersuchungen, die diese Veränderung der verschiedenen Diffusionskonstanten mit wachsendem Klappwinkel bei Germanium zum Gegenstand haben, existieren noch nicht.

Nach bisherigen Kenntnissen müßte natürlich der Vorgang auch durch die Fehlerwinkel ( $\beta, \gamma$  im Bild 1) und die Korngrenzenorientierung (Winkel der Korngrenzebene mit der Wachstumsachse) mitbestimmt sein. Sieht man aber einmal hiervon ab und nimmt man an, daß ein perfekt gewachsener Bikristall vorliegt ( $\beta$  und  $\gamma = 0^\circ$ , Orientierung  $\Phi = 90^\circ$ ), dann gilt

$$\Theta: < 1^\circ \rightarrow |D_{||}| \gg |D_{\perp}|, (D_{||} \approx 10^6 D_{\perp}), |D_{\perp}| \approx D$$

$$\Theta: 1^\circ \rightarrow 20^\circ \rightarrow |D_{||}| \geq |D_{\perp}| \rightarrow |D|$$

$$\Theta: 20^\circ \rightarrow 90^\circ \rightarrow |D_{\perp}| = |D_{||}| \gg |D|$$

Um eine abschließende Bemerkung zu dieser gedrängten Darstellung des Korngrenzenbildes zu machen, sei auf die Analogie zur reinen Kristalloberfläche hingewiesen. Es ist lange bekannt, daß die Gitterdiskontinuität, die durch eine Oberfläche gegeben ist, zu einer starken Störung führt, die sich durch angelagerte Ionen (Oxyd- und Wasserhäute) bemerkbar macht. Die freien Bindungen können je nach Kristallorientierung an Zahl sehr verschieden sein (paarweise Bindungen der unterbrochenen Valenzen sind ebenfalls möglich). Wenn man eine Kristalloberfläche im Ultrahochvakuum ( $p < 10^{-8}$  Torr) reinigt, zum Beispiel durch Elektronenbeschuß, dann lassen sich an solchen gereinigten Oberflächen Feldeffekt-, Widerstands-, Hall- und andere Messungen ausführen. Durch Untersuchungen der Bardeenschen Schule in Urbana, Ill., USA [19], ist festgestellt worden, daß auf solche Art gereinigte Oberflächen sich hinsichtlich des Temperaturganges des spezifischen Widerstandes ganz ähnlich den Korngrenzen verhalten. Besonders fällt die Analogie des temperaturunabhängigen Leitwertes auf. Hier ist also auch das Bild von den sich überlappenden Wellenfunktionen der freien Bindungen und ihres entarteten Verhaltens anzuwenden [20].

Im Teil II der Arbeit soll auf die elektrischen Konsequenzen dieses Modells eingegangen werden, und es sollen die interessanten Eigenschaften von Bauelementen, insbesondere von Photozellen, besprochen werden, die unter Anwendung von Korngrenzen hergestellt sind.

## Schrifttum

- [1] Taylor, W. E., Odell, N. H., u. Fan, N. Y.: Grain boundary barriers in germanium. Phys. Rev. Bd. 88 (1952) S. 867–875
- [2] Taylor, W., u. Lark Horovitz, K.: Purdue semiconductor research report, Oktober 1948; siehe Taylor, W., u. Fan, N. Y. Phys. Rev. Bd. 78 (1950) S. 335
- [3] Tweet, A. G.: Properties of grain-boundaries in gold-doped germanium. Phys. Rev. Bd. 99 (1955) S. 1182–1189
- [4] Read, W. T., Jr.: Theory of dislocations in semiconductors. Philos. Mag. Bd. 45 (1954) S. 775–796, S. 1119–1128 u. Bd. 46 (1955) S. 111–131
- [5] Mataré, H. F.: Zum elektrischen Verhalten von Bi-Kristallzwischenschichten. Z. Phys. Bd. 145 (1956) S. 206–234
- [6] Mataré, H. F., u. Wegener, H. A. R.: Oriented growth and definition of medium angle semiconductor bicrystals. Z. Phys. Bd. 148 (1957) S. 631–645
- [7] Schwuttke, G. H.: Determination of crystal orientation by high intensity reflectograms. J. Electrochem. Soc. Bd. 106 (1959) S. 315–317
- [8] Billig, E., u. Holmes, P. J.: Defects in diamond-type semiconductor crystals. Advances in Electronics and Electron Phys. Bd. 10 (1958) S. 71–105. Academic Press
- [9] Shockley, W.: Electrons and holes in semiconductors, S. 268, 334, 520. New York 1950, Nostrand
- [10] Kulin, S. A., u. Kurtz, A. D.: Effects of dislocation on minority carrier lifetime in germanium. Acta Metallurgica Bd. 2 (1954) S. 354–356

- [11] Mataré, H. F.: Anisotropy of carrier transport in semiconductor bicrystals. Solid State Physics in Electronics and Telecommunications. Bd. 1 (1960) Teil 1, S. 73–96. Academic Press
- [12] Mataré, H. F.: Elektronisches Verhalten bestimmter Korngrenzen in perfekten Kristallen. Z. Naturforsch. Bd. 9a (1954) S. 698
- [13] Read, W. T., Jr., u. Shockley, W.: Dislocation models of grain boundaries. S. 352–376. New York 1952, John Wiley and Sons
- [14] Wagner, R. S., u. Chalmers, B.: Grain boundaries in germanium. J. Appl. Phys. Bd. 31 (1960) S. 581–587
- [15] Van der Merwe, J. H.: On the stresses and energies associated with intercrystalline boundaries. Proc. Phys. Soc. Bd. 63 (1950) S. 616–637
- [16] Mataré, H. F., Reed, B., u. Weinreich, O. A.: Conductivity of grown Ge-bicrystals. Z. Naturforsch. Bd. 14a (1959) S. 281–284
- [17] Reed, B., Weinreich, O. A., u. Mataré, H. F.: Conductivity of grain-boundaries in grown Ge-bicrystals. Phys. Rev. Bd. 113 (1959) Nr. 2, S. 454–456
- [18] Mataré, H. F.: Zum elektrischen Verhalten von Bikristallzwischenschichten. Z. Phys. Bd. 145 (1956) S. 206–234
- [19] Mataré, H. F.: Korngrenzenstruktur und Ladungsträgertransport in Halbleiterkristallen. Z. Naturforsch. Bd. 10a (1955) S. 640–652
- [20] Handler, P., u. Portnoy, W. M.: Electronic surface states and the cleaned Ge-surface. Phys. Rev. Bd. 116 (1959) S. 516–526
- [21] Schell, H. A., u. Mataré, H. F.: Zu den elektrischen Eigenschaften von Halbleiter-Korngrenzen. Z. Metallkunde Bd. 51 (1960) Nr. 12

(eingegangen am 31. Oktober 1960)

## Hochfrequenz - Mesa - Transistoren M 1 und M 2

Vorzugsweise für die professionelle Technik liefert Siemens & Halske jetzt die HF-Mesa-Transistoren M 1 und M 2, die sich in erster Linie durch die optimale Leistungsverstärkung bei 100 MHz unterscheiden. Es handelt sich um *pnp*-Germaniumtransistoren, deren Kollektor leitend mit dem Gehäuse verbunden ist. Beide Typen sind für Kollektorströme von 12 mA bestimmt. Der Kollektor-Basisstrom  $-I_{CB0}$  bei  $25^\circ\text{C}$  Umgebungstemperatur ist  $2\mu\text{A}$  bei offenem Emitter ( $I_E = 0$ ) und  $-U_{CB} = 15\text{ V}$ . Bemerkenswert ist die hohe zulässige Verlustleistung von etwa 100 mW bei  $50^\circ\text{C}$  Umgebungstemperatur oder von etwa 300 mW bei  $50^\circ\text{C}$  Gehäusetemperatur und Chassismontage.

### Technische Daten der HF-Mesa-Transistoren M 1 und M 2

Kenndaten bei  $-U_{CE} = 6\text{ V}$  und  $-I_C = 2\text{ mA}$

	M 1	M 2
Umgebungstemperatur	$25^\circ\text{C}$	$25^\circ\text{C}$
Grenzfrequenz $f_{\beta=1}$	300 MHz ( $>150$ )	250 MHz ( $>150$ )
Oszillations-Grenzfrequenz	700 MHz	550 MHz
$f_{0,82\text{ max}}$		
Optimale Leistungsverstärkung		
$V_{LB\text{ opt}}$ in Basisschaltung		
bei 100 MHz	14...17 dB	12...15 dB
Optimale Leistungsverstärkung		
$V_{LE\text{ opt}}$ in Emitterschaltung		
bei 100 MHz	17...20 dB	15...18 dB
Rauschfaktor $F$ bei 100 MHz	$3,2\text{ k}T_0$	$3,5\text{ k}T_0$
Stromverstärkung $\beta_0$ bei 1 kHz	20 ( $>10$ )	20 ( $>10$ )
Kollektorsperschichtkapazität		
$C_c$ bei $-U_{CB} = 6\text{ V}$	1,4 pF ( $<2,0$ ) <sup>1)</sup>	1,4 pF ( $<2,0$ ) <sup>1)</sup>
Rückwirkungs-Zeitkonstante		
$r_b' C_c$	25 psec ( $<50$ )	35 psec ( $<50$ )

### Grenzdaten

Umgebungstemperatur	$25^\circ\text{C}$	$25^\circ\text{C}$
Kollektorspannung $-U_{CE\text{ max}}$	15 V	15 V
Kollektorspannung $-U_{CB\text{ max}}$	25 V	25 V
Emitterspannung $-U_{EB\text{ max}}$	1 V <sup>2)</sup>	1 V <sup>2)</sup>
Kollektorstrom $-I_{C\text{ max}}$		
bei $25^\circ\text{C}$	12 mA	12 mA
bei $50^\circ\text{C}$	6 mA	6 mA
Kristalltemperatur $T_j\text{ max}$	$75^\circ\text{C}$	$75^\circ\text{C}$
Verlustleistung $Q_{(C+E)}$ bei		
$45^\circ\text{C}$ Umgebungstemperatur	100 mW	100 mW
Wärmewiderstand $R_{th}$		
zwischen Kollektorsperschicht und umgebender ruhender Luft	$0,2^\circ\text{C/mW}$ ( $<0,3$ )	$0,2^\circ\text{C/mW}$ ( $<0,3$ )
Wärmewiderstand $R_{th}$		
zwischen Kollektorsperschicht und Transistorgehäuse	$0,05^\circ\text{C/mW}$ ( $<0,1$ )	$0,05^\circ\text{C/mW}$ ( $<0,1$ )

<sup>1)</sup> Gehäusekapazität:  $C_{CB} = 0,6\text{ pF}$ ,  $C_{CE} = 0,6\text{ pF}$ ,  $C_{EB} = 0,3\text{ pF}$

<sup>2)</sup> Dieser Wert kann überschritten werden, solange die maximal zulässige Verlustleistung noch nicht erreicht ist.



Es werden verschiedene Möglichkeiten, wie das  $I_{CB0}$ -,  $I_{CK}$ - und  $U_{BE}$ -Verfahren, zur Messung des thermischen Innenwiderstandes von Transistoren besprochen und einige Meßschaltungen dazu angegeben. Ferner wird die Messung des Wärmeaustauschwiderstandes von Kühlflächen behandelt. Die Bestimmung der thermischen Zeitkonstante von Transistoren und ihre besondere Problematik sowie die Darstellung des thermischen Trägheitsverhaltens durch Kapazitäten in der thermischen Ersatzschaltung werden erläutert. Abschließend werden noch der Runaway-Effekt als weiteres thermisches Problem bei Transistoren und die verschiedenen Kriterien für thermische Stabilität eines Transistors in der Schaltung betrachtet.

## 6. Messung thermischer Widerstände

### 6.1 Thermischer Innenwiderstand $R_i$ eines Transistors

Kann man in irgendeiner Weise die Kollektorsperrschichttemperatur  $T_s$  ermitteln, die bei einer bestimmten Belastung  $N_v$  des Transistors entsteht, und ist außerdem die Gehäusetemperatur  $T_g$  bekannt, dann läßt sich der innere Wärmewiderstand mit Hilfe der Beziehung

$$R_i = \frac{T_s - T_g}{N_v} \quad (1)$$

ausrechnen. Die Bestimmung der Kollektorsperrschichttemperatur  $T_s$  kann nach den folgenden Verfahren vorgenommen werden.

#### 6.1.1 $I_{CB0}$ -Verfahren

$I_{CB0}$  ist der Sperrstrom der Kollektorbasisdiode, wenn der Emitter offen ist. Dieser Strom ändert sich stark mit der Temperatur (Exponentialgesetz), normalerweise etwa um den Faktor 7...10, wenn man die Temperatur um  $30^\circ\text{C}$  ändert (Bild 6). Der Faktor hängt von der Dotierung des Basisgermaniums ab und kann bei sehr hochohmigem Material auf 4 absinken, bei sehr niederohmigem Material theoretisch bis etwa 16 ansteigen. In allen Fällen besteht jedoch eine starke Temperaturabhängigkeit, die sich gut zur Temperaturbestimmung der Kollektorsperrschicht ausnutzen läßt. Das Verfahren geht dann etwa folgendermaßen vor sich: Man verwendet zum Beispiel eine Schaltung nach Bild 7, in der ein mechanischer Schalter  $S$  eine periodische Umschaltung zwischen „ $I_{CB0}$  messen“ (Stellung I) und „belasten des Meßtransistors“ (Stellung II) vornimmt. Dabei werden die Kontakte so eingestellt, daß die Meßzeit etwa nur ein Zehntel der Belastungszeit ausmacht. Der Strom  $I_{CB0}$  fließt dann durch einen Meßwiderstand und erscheint als Impuls an einem Oszillografen. Die Messung beginnt mit der Eichung. Man bringt dazu den Meß-

transistor ohne elektrische Belastung in einen Ofen und heizt ihn auf beispielsweise  $75^\circ\text{C}$  auf. Nach Erreichen des stationären Zustandes hat man damit zunächst die Eichmarkierung des Oszillografen für den  $I_{CB0}$ -Wert von  $75^\circ\text{C}$ . Dann kühlt man den Ofen ab, beispielsweise auf  $45^\circ\text{C}$  und belastet nun den Transistor elektrisch in den Meßpausen mit der Leistung  $N_v$  so weit, bis die  $75^\circ\text{C}$ -Markierung des  $I_{CB0}$ -Wertes wieder erreicht ist. Dann weiß man, mit dieser Leistung  $N_v$  kann man eine Temperaturdifferenz von (in diesem Fall)  $30^\circ\text{C}$  zwischen Sperrschicht und Gehäuse erreichen und sich damit den Wärmewiderstand des Transistors nach Gl. (1) ausrechnen. Die Leistung  $N_v$  ergibt sich aus der Summe von Kollektor- und Emitterbelastung, korrigiert um das Tastverhältnis von Meßimpuls zu Belastungsimpuls gemäß

$$N_v = (I_E \cdot U_{EB} + I_C \cdot U_{CB}) (1 - n) \quad (24)$$

mit  $n = t_{Meß} : t_{Belastung}$  (Tastverhältnis).

Im Bild 8 ist eine entsprechende rein elektronische Meßschaltung auf  $I_{CB0}$ -Basis gezeigt, deren Wirkungsweise ohne nähere Erklärungen verständlich sein dürfte [16].

#### 6.1.2 $I_{CK}$ -Verfahren

Bei der Messung der Sperrschichttemperatur mit Hilfe des Kollektorreststroms  $I_{CK}$  muß man sich darüber klar sein, daß dieser mehr oder weniger stark durch Oberflächeneffekte an der Peripherie des Kollektors bestimmt wird und dementsprechend auch hauptsächlich nur die Temperatur an der Kollektorperipherie mißt. Diese Temperatur braucht aber nicht unbedingt mit der Temperatur im Zentrum des Systems übereinzustimmen. Der häufigere Fall wird sogar der sein, daß infolge von Unregelmäßigkeiten der Legierungsfront der Kollektorarbeitsstrom ungleichmäßig in den Kollektor einströmt und örtliche Übertemperaturen bringt, von denen die Peripherie nur wenig beeinflußt wird. Insbesondere wird auch schon wegen der oft leichten Kalottenform der Legierungsfronten die Stromdichte im Zentrum des Systems und damit auch die Temperatur dort höher sein als am Rand. Um solche Effekte zu erfassen, mißt man besser die Temperatur über den Kollektorkurzschlußstrom  $I_{CK}$ , das heißt über den Kollektorbasisreststrom, wenn Emitter und Basis kurzgeschlossen sind. Dieser Reststrom wird hauptsächlich durch die engsten Stellen zwischen Kollektor und Emitter bestimmt und gilt daher hauptsächlich als Maß für die Temperaturen an dieser Stelle. Eine Abwandlung der Meßschaltung nach Bild 7 für diesen Zweck zeigt Bild 9. Vergleichsmessungen zwischen dem  $I_{CB0}$ - und  $I_{CK}$ -Verfahren zeigten, daß bei

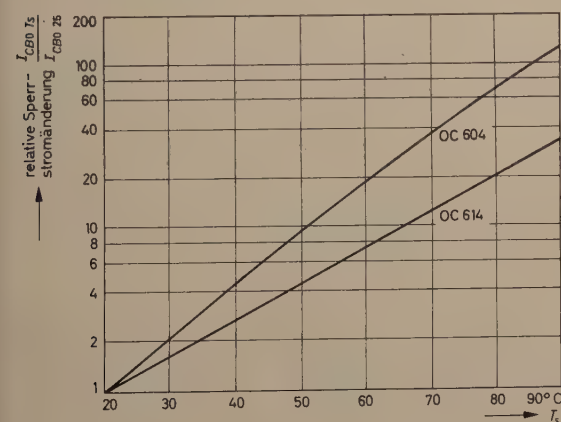


Bild 6 (links). Relative Änderung des Kollektorreststromes  $I_{CB0}$  ( $I_{CB0} 25$  gilt bei der Sperrschichttemperatur  $T_s$ ,  $I_{CB0} 25$  bei  $25^\circ\text{C}$ ) mit der Temperatur

Bild 7 (rechts). Meßschaltung zur Bestimmung der zulässigen Verlustleistung eines Transistors nach dem  $I_{CB0}$ -Verfahren mit Motor- oder Relais-Schalter  $S$

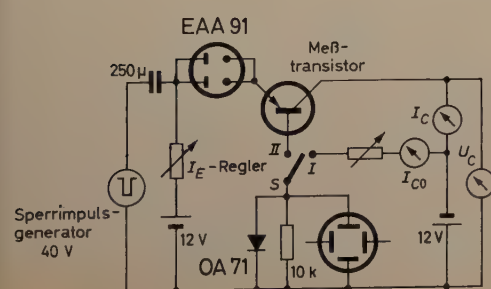
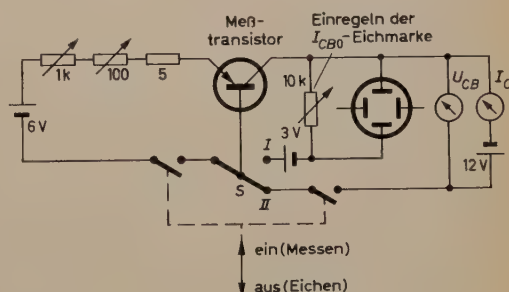
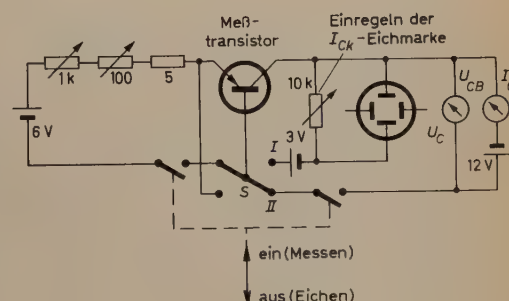


Bild 8 (links). Rein elektronische Meßschaltung zur Bestimmung der zulässigen Transistorverlustleistung nach dem  $I_{CB0}$ -Verfahren

Bild 9 (rechts). Meßschaltung für die zulässige Transistorverlustleistung nach dem  $I_{CK}$ -Verfahren





einzelnen Transistoren die Temperaturen im Innern des Systems doch etwa 5...10°C höher liegen können als am Rand, bezogen auf 30°C Temperaturdifferenz zwischen Gehäuse und Kollektorsperrschicht und gemessen nach dem  $I_{CB0}$ -Verfahren. Man sieht, daß dadurch doch teilweise merkliche Korrekturen an der Verlustleistungsangabe zustande kommen können [17].

### 6.1.3 $U_{BE}$ -Verfahren

Es basiert auf der Temperaturabhängigkeit der Spannung  $U_{BE}$  für kleine Emittierströme. Die Ströme sollen so klein sein, daß der Emittionswiderstand  $r_e$  des Emitters noch groß gegenüber dem Basiswiderstand  $r_b$  ist, letzterer also noch nicht nennenswert die Spannung  $U_{BE}$  mitbestimmt. Dann ist  $U_{BE}$  proportional der absoluten Temperatur (Bild 10). Die Änderung ist somit viel kleiner als beim  $I_{CB0}$ - oder  $I_{Ck}$ -Verfahren, hat aber den Vorteil, daß man wegen des linearen Zu-

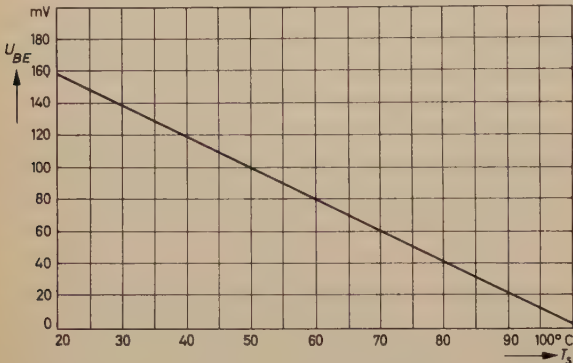


Bild 10. Beispiel für die lineare Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  bei kleinen Emittierströmen  $I_E$  (OC 604,  $I_E = \text{const} = 1 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 1 \text{ mV}$ )

sammenhangs beispielsweise thermische Zeitkonstanten des Systems direkt ohne Entzerrung ablesen kann. Die Messung der thermischen Innenwiderstände vollzieht sich genauso wie bei den beiden anderen Verfahren, das heißt, man eicht zunächst ohne Belastung bei der maximalen Temperatur im Ofen, fährt dann die Temperatur auf einen bestimmten Wert herunter und belastet das System elektrisch, bis die maximale Temperaturmarkierung der Spannung  $U_{BE}$  wieder erreicht ist.  $U_{BE}$  wird wieder pulsmäßig gemessen, indem man die Last kurz unterbricht, einen kleinen Meßstrom durch den Emitter schickt und die zugehörige Basis-Emitterspannung mißt. Man wendet dieses Verfahren gerne bei Siliziumtransistoren und -dioden an, weil dort die Sperrsättigungsströme sehr klein sind, etwa um den Faktor 1000 kleiner als beim Germanium. Weitere Verfahren und Einzelheiten findet man im Schrifttum [8, 18, 19, 20, 21].

### 6.2 Thermischer Austauschwiderstand $R_a$ von Kühlflächen

Er kann auf zwei Arten bestimmt werden: Entweder setzt man einen Transistor bekannten Wärmewiderstandes  $R_i$  auf die zu messende

Kühlfläche und mißt seine Verlustleistung  $N_v$ , die unter diesen Bedingungen notwendig ist, um ihn auf die Sperrschichttemperatur  $T_j$  zu bringen, dann gilt

$$R_a = \frac{T_j - T_u}{N_v} - R_i, \quad (25)$$

oder aber man setzt an Stelle des Transistors ein kleines Heizelement auf die fragliche Kühlfläche und mißt an der Stelle des Heizelementes mit einem Thermometer (beispielsweise elektrischem Thermofühler) die Kühlflächentemperatur  $T_k$ . Da die Umgebungstemperatur  $T_u$  und die Heizleistung  $N_h$ , die man dem Heizelement zuführt, ebenfalls ermittelt werden können, ergibt sich

$$R_a = \frac{T_k - T_u}{N_h} \quad (26)$$

Da  $R_a$  wegen der temperaturabhängigen Eigenkonvektion der Kühlfläche keine Konstante ist, messe man  $R_a$  unter den Bedingungen, wie sie nachher mit Transistoren auf der Kühlfläche herrschen, das heißt mit möglichst geringen Übertemperaturen der Kühlfläche gegenüber der Umgebung, also etwa  $T_k - T_u = 5^\circ\text{C}$ . Die Heizleistung soll also nur so groß wie die Verlustleistung  $N_v$  bei Transistoren sein. Da bei diesen geringen Übertemperaturen auch die Eigenkonvektion noch relativ klein ist, bleibt  $R_a$  noch einigermaßen temperaturunabhängig.

### 7. Die thermische Zeitkonstante

Die im Bild 4 angegebene thermische Ersatzschaltung gilt strenggenommen nur für den thermischen Gleichstromfall. Bei thermischer Wechselbelastung, die normalerweise in der Praxis vorliegt, wird dieses Bild noch um einige Kapazitäten erweitert werden, die die Wärmespeicher, beispielsweise im Transistorsystem, repräsentieren. Man gelangt dann zu der im Bild 11 angegebenen Schaltung.

Den thermischen Innenwiderstand des Transistors muß man sich danach als eine Serienschaltung mehrerer  $RC$ -Ketten vorstellen. Wie viele das sind, hängt vom Aufbau des Transistors ab, zum Beispiel davon, wie viele Schichten verschiedenen Materials zwischen der Kollektorsperrschicht und dem Gehäuse eingebaut sind. Man kann diese Schaltung dann noch auf die in Bild 12 gezeigte reduzieren. Das Vorhandensein eines solchen thermischen Trägheitseffektes zeigt sich schon bei der thermischen Innenwiderstandsmessung am  $I_{CB0}$ - oder  $I_{Ck}$ -Meßimpuls, der bei höheren Leistungen nicht mehr rechteckig ist, sondern vorne eine Spitze hat, die das Abklingen der Temperatur  $T_s$  während der kurzen Leistungsunterbrechung zur Messung anzeigt und die einer komplizierten Exponentialfunktion gehorcht, weil einmal die Temperatur wegen der verschiedenen  $RC$ -Glieder schon nicht mehr streng exponentiell abklingt und zum anderen noch in der Meßgröße die exponentielle Temperaturabhängigkeit vorhanden ist. Eine bessere Meßschaltung für die thermische Zeitkonstante verwendet man daher beim  $U_{BE}$ -Verfahren, bei dem sich die Spannung Basis-Emittier linear mit der Temperatur ändert und daher nicht mehr entzerrt zu werden braucht, um die Temperaturfunktion zu bekommen. Eine dafür geeignete Meßschaltung ist im Bild 13 angegeben. Man erhält damit für Leistungstransistoren Zeitkonstanten

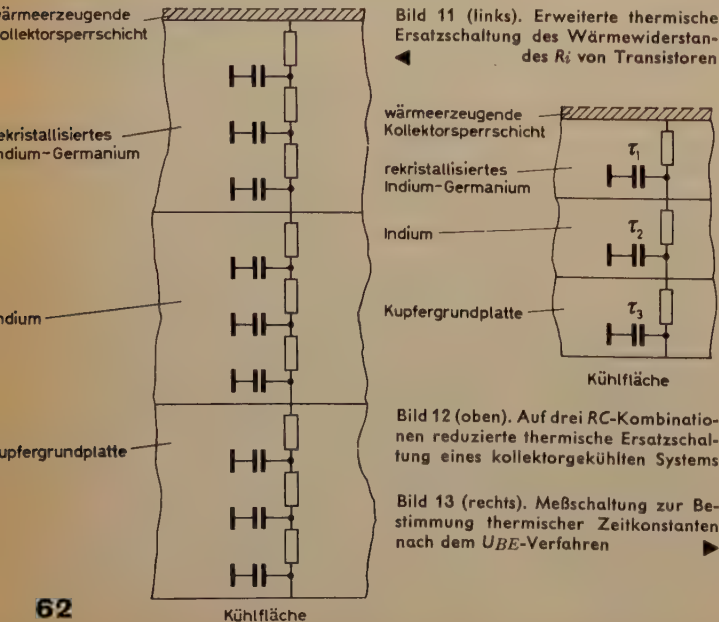


Bild 11 (links). Erweiterte thermische Ersatzschaltung des Wärmewiderstandes  $R_i$  von Transistoren

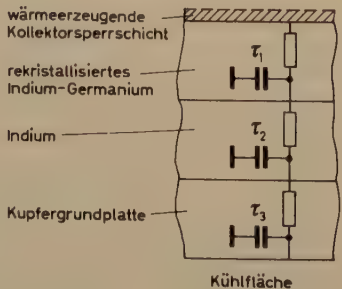
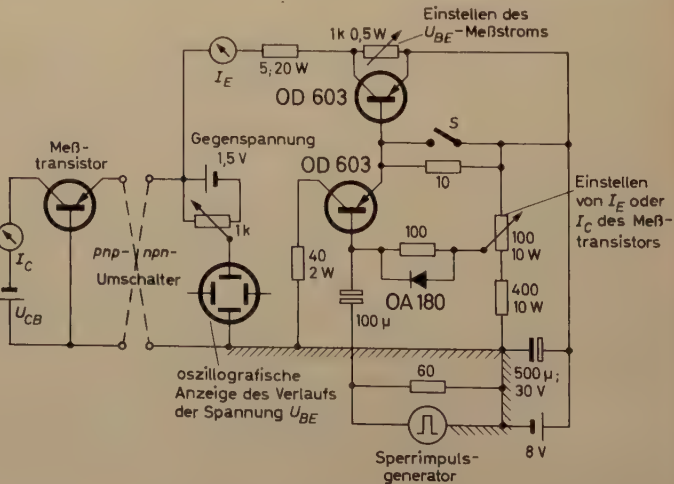


Bild 12 (oben). Auf drei  $RC$ -Kombinationen reduzierte thermische Ersatzschaltung eines kollektorgekühlten Systems

Bild 13 (rechts). Meßschaltung zur Bestimmung thermischer Zeitkonstanten nach dem  $U_{BE}$ -Verfahren





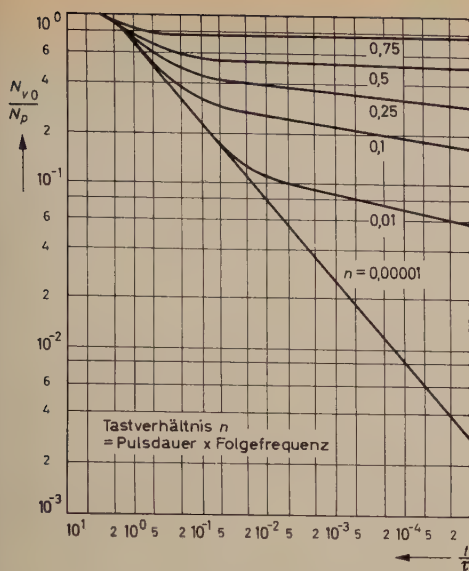


Bild 14 (links). Allgemeingültiges Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Pulsleistung  $N_p$

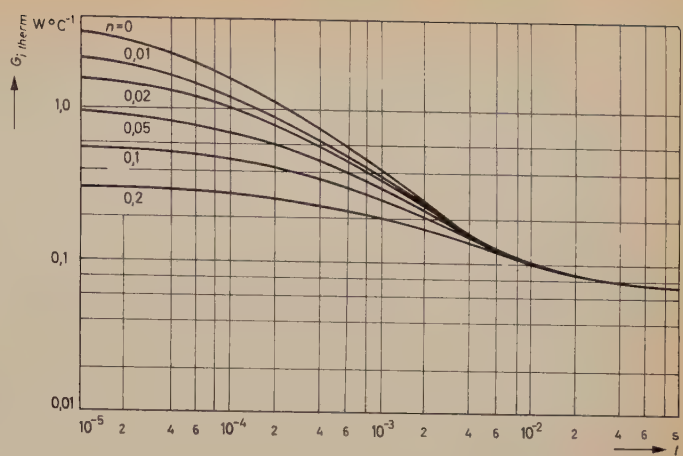


Bild 15 (rechts). Effektiver innerer Wärmeleitwert  $G_{i,therm}$  als Funktion der Pulsdauer  $t$

in der Größenordnung von 10 ms, das heißt eine thermische „cutoff“-Frequenz von etwa 100 Hz. Sie bedeutet beispielsweise, daß die Sperrschicht bei niederfrequenten Belastungen unterhalb dieser Frequenz sich keinesfalls auf eine mittlere Dauertemperatur einstellt, sondern jeder Stromschwingung mehr oder weniger genau folgt. Dieser Tatbestand ist sowohl für Sinus- als auch Impuls-Schalteranwendungen wichtig. Bei Schalteranwendungen ist die Leistung im „Ein“- und „Aus“-Zustand klein im Vergleich zur Leistung im Übergangsgebiet. Man dimensioniert häufig bei Leistungsschaltern die Schaltung so, daß im „Ein“-Zustand das Produkt aus Kollektorrestspannung und Kollektorstrom gerade gleich der zulässigen Kollektorverlustleistung geworden ist. Geht man dann in den „Aus“-Zustand über, dann wird die zulässige Verlustleistung für eine mehr oder weniger kurze Zeitspanne erheblich überschritten. Ist die Übergangszeit klein im Vergleich zur Zeitkonstante des ersten RC-Gliedes, dann wird der Leistungsstoß abgepuffert und schadet dem Transistor nicht. Bei periodischen Schaltvorgängen darf man in diesem Fall die Leistungsstöße über die Zeit mitteln; mittlere Leistung mal Innenwiderstand ergibt dann die Temperaturerhöhung des Systems. Bleibt sie unter der zulässigen Sperrschichttemperatur, dann darf der Transistor so betrieben werden. Ist aber die Übergangszeit vergleichbar oder größer als die thermische Zeitkonstante des ersten RC-Gliedes, aber kleiner als die des zweiten, dann puffert nur das zweite Glied, und es kommt zu Temperaturüberhöhungen, die vom Widerstand des ersten RC-Gliedes bestimmt werden. Da im Übergangsgebiet etwa 10...20mal so große Leistungen wie im „Ein“-Zustand auftreten können, ist mit erheblichen Übertemperaturen zu rechnen, die bei Erreichen oder Überschreiten der Intrinsic-Temperatur (Temperatur, bei der der Gleichrichtereffekt verschwindet) zur Zerstörung des Systems führen.

Sieht man aber einmal von dem Verhalten im Übergangsgebiet ab, dann tritt häufig auch die Frage auf, um wieviel darf man denn die Impulsleistung  $N_p$  größer machen als die Gleichstromverlustleistung des Transistors, wenn die Impulsdauer  $t$  und das Tastverhältnis  $n$  vorgegeben sind. Das ist eine Kardinalfrage bei allen Schalteranwendungen. In diesem Zusammenhang sei auf ein allgemeingültiges Diagramm verwiesen, das im Bild 14 wiedergegeben ist [22]. Auf der Ordinate ist das gesuchte Leistungsverhältnis  $N_{v0}/N_p$  aufgetragen, worin  $N_{v0}$  die zulässige Verlustleistung des Transistors im Dauerbetrieb ohne Impulstastung ist, und zwar für die jeweiligen Umgebungsbedingungen (maximale Umgebungstemperatur und Kühlflächenwiderstand  $R_a$ ) und die jeweiligen Transistordaten (maximale Sperrschichttemperatur und thermischer Innenwiderstand  $R_i$ ).  $N_p$  ist die gesuchte Pulsleistung, die bei Anwendung einer Impulsdauer  $t$  und eines Tastverhältnisses  $n$  (Parameter) zulässig ist. Auf der Abszisse ist das Verhältnis Impulsdauer  $t$  zu thermischer Zeitkonstante  $\tau$  des Transistors aufgetragen, wobei mit  $\tau$  die Zeitkonstante des ersten RC-Gliedes gemeint ist. Sie ist nicht allzu starken Schwankungen innerhalb der einzelnen Transistortypen unterworfen, selbst zwischen den kleinflächigen HF-Typen und den großen Leistungstypen ist der Unterschied nicht so groß, wie man vielleicht zunächst aus dem Flächenunterschied der Kollektoren oder aus dem Unterschied der

Verlustleistungsangaben erwarten würde. Als grober Anhalt kann etwa folgende Aufteilung dienen: Typen zwischen 30 und 300 mW Verlustleistung (auf 30°C bezogen) streuen in ihrer Zeitkonstante etwa zwischen 5 und 15 ms, reine Leistungstypen mit etwa 20 W Verlustleistung ( $R_{i,therm} \approx 1,5^\circ\text{C W}^{-1}$ ) erreichen 50...70 ms Zeitkonstante.

### Zahlenbeispiel

Ein 50-mW-Transistor mit einer thermischen Zeitkonstante  $\tau = 10$  ms soll mit einem Impuls von 100  $\mu\text{s}$  in einem Tastverhältnis  $n = 1 : 100$  geschaltet werden. Wie groß ist die für diesen Betriebszustand zulässige Pulsleistung  $N_p$ ? Für das Verhältnis  $t/\tau$  erhält man zunächst  $10^{-2}$ . Geht man von diesem Wert auf der Abszisse im Bild 14 senkrecht hoch, bis man die Parameterlinie  $n = 0,01$  (Tastverhältnis 1 : 100) trifft und liest den dazugehörigen Ordinatenwert ab, dann erhält man für das Leistungsverhältnis den Wert  $N_{v0}/N_p = 1,1 \cdot 10^{-1} = 0,11$ . Daraus errechnet sich die zulässige Pulsleistung  $N_p = N_{v0}/0,11 = 50/0,11 = 450$  mW.

Die Verwendung der thermischen Zeitkonstanten zur Kennzeichnung des thermischen Trägheitsverhaltens von Transistoren hat eine Reihe von Mängeln an sich, die die Handhabung erschweren. Da die thermische Abklingkurve keine reine Exponentialfunktion, sondern eine zusammengesetzte ist, macht schon die Bestimmung der einzelnen Zeitkonstanten dieser Abklingfunktion einige Schwierigkeiten und ist überdies mit einer relativ großen Ungenauigkeit behaftet, da man die Abklingfunktion in jeweils etwas verschiedener Weise durch beispielsweise drei Zeitkonstanten annähern kann. Aber selbst wenn man nur den ersten Teil der Abklingfunktion verwendet und dafür eine Zeitkonstante angibt (was der normalen Gepflogenheit entspricht), ist das Verfahren doch nicht recht befriedigend, denn der Anwender benutzt seinerseits auch wieder Näherungsgleichungen, in die er eine relativ ungenaue Zeitkonstante einsetzen muß. Es scheint daher sinnvoller, die Angabe der Zeitkonstanten zu unterlassen und dafür lieber direkt ausmeßbare Reduktionsdiagramme für die Pulsleistung  $N_p$  über der Pulsdauer  $t$  mit dem Tastverhältnis als Parameter für den jeweiligen Transistortyp zu propagieren (Bild 15). Man kann dazu prinzipiell auf die im Bild 8 angegebene Schaltung zurückgreifen, wobei man für ein vorgegebenes Tastverhältnis  $n$  den Zusammenhang zwischen Pulsleistung  $N_p$  und Pulsdauer  $t$  aufnimmt, der beispielsweise zu einer Sperrschichtspitztemperatur von 75°C gehört. Die Anfangstemperatur wird wieder über den Strom  $I_{CB0}$  oder  $I_{Ck}$  gemessen.

(Weitere Literatur über thermische Zeitkonstanten siehe [23, 24, 35, 36, 37]).

## 8. Die thermische Stabilität

### 8.1 Der Runaway-Effekt

Man versteht unter dem Runaway-Effekt das mehr oder weniger schnelle Weglaufen des Arbeitspunktes als Folge einer Selbstaufheizung des Transistors. Jeder Transistor ändert seine elektrischen Daten mit der Temperatur, zum Teil exponentiell, zum Teil linear. Diese Temperaturabhängigkeit führt dazu, daß der Transistor mit steigender Temperatur seiner Sperrschichten beispielsweise mehr Strom aus der Schaltung zieht, wenn nicht besondere Stabilisierungsmaßnahmen ergriffen werden. Steigende Ströme bedeuten aber in diesem Falle auch steigende Belastung des Systems und damit weitere



Erhöhung der Sperrschichttemperaturen. Temperaturerhöhungen wiederum bedeuten Stromerhöhungen und damit steigende Belastung, und so setzt sich der Kreislauf bis zum thermischen Durchbruch, zur Zerstörung des Transistors fort [25, 26].

## 8.2 Stabilitätsbedingungen

Es ist offensichtlich, daß die Stabilität nicht nur von den Eigenschaften des Transistors, sondern auch von der Art und Dimensionierung der Schaltung abhängt. Natürlich sind hauptsächlich nur solche Schaltungen von dem Effekt betroffen, in denen größere Leistungen umgesetzt werden, das heißt also vorwiegend die Endstufen der Geräte. Die grundsätzliche Stabilitätsbedingung lautet zunächst

$$\Theta \geq \frac{dN_v}{dT}, \quad (27)$$

eine Beziehung, die bereits bei der Definition des Wärmewiderstandes  $R_{i therm}$  auftrat ( $\Theta = 1/(R_{i therm} + R_{a therm})$ ) und jetzt nur als Ungleichung geschrieben und anders interpretiert wird. Bewirkt eine Temperaturänderung  $dT$  der Sperrschichttemperatur eine Änderung  $dN_v$  der Transistorbelastung  $N_v$ , dann soll der Leitwert  $\Theta$  der Wärmeableitung größer sein als der Differentialquotient  $dN_v/dT$ . Nur unter dieser Bedingung ist der Transistor in der betreffenden Schaltung thermisch stabil. Man kann die Ungleichung dann wie folgt weiterentwickeln: Normalerweise darf man für  $N_v$  die Kollektorverlustleistung  $N_C$  einsetzen, da die Emittorbelastung hiergegen meistens klein ist. Dann kann  $N_C$  entweder in der Form

$$N_v = N_C = I_C \cdot U_C \quad (28)$$

vorliegen oder nur allein als Funktion von  $I_C$

$$N_v = N_C = f(I_C), \quad (29)$$

indem von der Beziehung  $I^2 \cdot R = N$  Gebrauch gemacht wird und damit alle Spannungen eliminiert werden. Im ersten Fall erhält man für die Stabilitätsbedingung

$$\Theta \geq I \cdot \frac{dU_C}{dT} + U_C \cdot \frac{dI_C}{dT} \quad (30)$$

und im zweiten Fall einfach die Schreibweise

$$\Theta \geq \frac{dN_C}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dT} \quad (31)$$

Bild 16. Allgemeine Gleichstromgrundschaltung eines Transistors zur Ableitung der thermischen Stabilitätskriterien

Diese zweite Gleichung sei als Beispiel für die Problematik weiterentwickelt. Dazu soll die im Bild 16 gezeigte Grundschaltung angenommen werden, auf die viele übliche Stabilisierungsschaltungen zurückgeführt werden können. Als Kollektorbelastung ergibt sich hierfür zunächst

$$N_C = U_2 \cdot I_C - I_C^2 \cdot \left( R_3 + \frac{R_1}{\alpha} \right) \quad (32)$$

$$\frac{dN_C}{dI_C} = U_2 - 2 \cdot I_C \left( R_3 + \frac{R_1}{\alpha} \right) \quad (33)$$

und damit für die Stabilitätsbedingung

$$\begin{aligned} \Theta &\geq (U_2 - 2 \cdot I_C \left( R_3 + \frac{R_1}{\alpha} \right)) \cdot \frac{dI_C}{dT} \\ &\geq (2 U_{CE} - U_2) \cdot \frac{dI_C}{dT} \end{aligned} \quad (34)$$

Aus dieser Schreibweise erkennt man bereits das Stabilisierungsprinzip der halben Batteriespannung [27], das heißt, macht man durch Wahl der Widerstände  $R_1$  und  $R_3$  die Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE}$  halb so groß wie die Batteriespannung  $U_2$ , dann ist der Transistor auf jeden Fall thermisch stabil. Oft kann man aber dieses Prinzip nicht erfüllen, weil aus Gründen eines guten Wirkungsgrades möglichst viel von der Batteriespannung ausgenutzt werden soll. Dann muß man versuchen, den Ausdruck  $dI_C/dT$  so klein zu machen, daß die Stabilitätsbedingung erfüllt ist. Um diesen Differentialquotienten herzu-

leiten, sei angenommen, daß  $R_3$  den Kollektorstrom nicht beeinflusst, so daß nur der Steuerkreis zu berücksichtigen wäre. Dafür gilt

$$U_{BE} = U_1 - I_B \cdot R_2 - I_E \cdot R_1 \quad (35)$$

Unter Berücksichtigung von

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{C0} \quad (36)$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{C0} \quad (37)$$

geht diese Gleichung über in

$$U_{BE} = U_1 - I_C \left( \frac{R_2}{\beta} + \frac{R_1}{\alpha} \right) + \frac{I_{C0}}{\alpha} (R_1 + R_2) \quad (38)$$

$$\text{mit } U_{BE} = U_T \cdot \ln \left( \frac{I_E}{I_{E0}} + 1 \right) = U_T \cdot \ln \left( \frac{I_C - I_{C0}}{\alpha \cdot I_{E0}} + 1 \right) \quad (39)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (40)$$

$$U_T = \frac{k T}{q} \quad (41)$$

oder, anders geschrieben,

$$\begin{aligned} F &= U_1 - I_C \left( \frac{R_2}{\beta} + \frac{R_1}{\alpha} \right) + \frac{I_{C0}}{\alpha} (R_1 + R_2) - \\ &- U_T \cdot \ln \left( \frac{I_C - I_{C0}}{\alpha \cdot I_{E0}} + 1 \right) = F(I_{C0}, I_{E0}, U_T, I_C) \end{aligned} \quad (42)$$

Darin sind  $I_{C0}$ ,  $I_{E0}$ ,  $U_T$  und  $I_C$  die Größen mit der stärksten Temperaturabhängigkeit. Diejenige der anderen Größen soll vernachlässigbar bleiben. Differenziert man in dieser Gleichung  $I_C$  partiell und implizit nach den einzelnen Variablen, dann erhält man für das totale Differential

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} \cdot \frac{dI_{C0}}{dT} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{E0}} \cdot \frac{dI_{E0}}{dT} + \frac{\partial I_C}{\partial U_T} \cdot \frac{dT_T}{dT} \quad (43)$$

mit

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} &= - \frac{\partial F}{\partial I_{C0}} : \frac{\partial F}{\partial I_C} \\ \frac{\partial I_C}{\partial I_{E0}} &= - \frac{\partial F}{\partial I_{E0}} : \frac{\partial F}{\partial I_C} \\ \frac{\partial I_C}{\partial U_T} &= - \frac{\partial F}{\partial U_T} : \frac{\partial F}{\partial I_C} \end{aligned} \quad (44)$$

Man bezeichnet die Ableitungen von  $I_C$  nach  $I_{C0}$ ,  $I_{E0}$  und  $U_T$  als Stabilitätsfaktoren. Führt man diese Differentiationen aus, dann erhält man

$$\frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} = \frac{\frac{1}{\alpha} (R_1 + R_2) + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}}{\frac{R_1}{\alpha} + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}} \quad (45)$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial I_{E0}} = \frac{\frac{I_C - I_{C0}}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}} \cdot \frac{U_T}{I_{E0}}}{\frac{R_1}{\alpha} + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}} \quad (46)$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_T} = \frac{- \ln \left( \frac{I_C - I_{C0}}{\alpha I_{E0}} + 1 \right)}{\frac{R_1}{\alpha} + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}} \quad (47)$$

und damit für den totalen Differentialquotienten

$$\begin{aligned} \frac{dI_C}{dT} &= \left( \frac{R_1 + R_2}{\alpha} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}} \right) \frac{dI_{C0}}{dT} + \\ &+ \frac{\frac{I_C - I_{C0}}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}} \cdot \frac{U_T}{I_{E0}} \cdot \frac{dI_{E0}}{dT} - \frac{k}{q} \ln \left( \frac{I_C - I_{C0}}{\alpha I_{E0}} + 1 \right)}{\frac{R_1}{\alpha} + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}} \end{aligned} \quad (48)$$



Diese Gleichung vereinfacht sich, wenn man den sogenannten Temperaturdurchgriff  $D_T$  des Transistors einführt.

$$D_T = \left( \frac{dU_{BE}}{dT} \right)_{I_C = \text{const}} = \frac{k}{q} \ln \left( \frac{I_C - I_{C0}}{\alpha I_{E0}} + 1 \right) - \frac{I_C - I_{C0}}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}} \cdot \frac{U_T}{I_{E0}} \cdot \frac{dI_{E0}}{dT} - \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}} \times \frac{dI_{C0}}{dT} \quad (49)$$

Damit wird dann

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{\frac{1}{\alpha} (R_1 + R_2) \cdot \frac{dI_{C0}}{dT} - D_T}{\frac{R_1}{\alpha} + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C - I_{C0} + \alpha I_{E0}}} \quad (50)$$

Nimmt man ferner an, daß  $\alpha \approx 1$ ,  $I_C \gg I_{C0}$ ,  $I_C \gg I_{E0}$  ist, und setzt man den Temperaturkoeffizienten  $dI_{C0}/dT = c$ , dann erhält man

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot c - D_T}{R_1 + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C}} \quad (50a)$$

$$D_T \approx \frac{U_{BE}}{T} - U_T \cdot P \quad (49a)$$

$$P = \frac{1}{I_{C0}} \cdot \frac{dI_{C0}}{dT} = \frac{c}{I_{C0}}$$

( $P = 0,1^\circ \text{C}^{-1}$  für Germanium und  $0,155^\circ \text{C}^{-1}$  für Silizium)

und damit für die vollständige Stabilitätsbedingung

$$\Theta \geq \frac{(R_1 + R_2) \cdot c - D_T}{R_1 + \frac{R_2}{\beta} + \frac{U_T}{I_C}} (2 U_{CE} - U_2) \quad (51)$$

Beispiel

Ein 50-mW-Transistor ( $\Theta = 1,7 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ ) soll ohne Widerstände an die Spannungsquellen  $U_1$  und  $U_2$  angeschlossen werden (Extremfall). Welche Verlustleistung darf man ihm zumuten?

Es ist  $R_1 = R_2 = R_3 = 0$ ,  $U_{CE} = U_2$  und  $I_C \cdot U_2 = N_v$ .

Dann geht Gl. (51) in

$$\frac{-D_T}{U_T} \cdot N_v \leq \Theta \quad (52)$$

über. Man erhält daraus

$$N_v \leq \Theta \cdot \frac{U_T}{-D_T} \quad (52a)$$

Da der Temperaturdurchgriff  $D_T$  bei Strömen im Bereich von 1 mA bei etwa  $-2,4 \text{ mV } ^\circ \text{C}^{-1}$  (für Ge-Transistoren) liegt (Bild 17), ergibt sich

$$N_v \leq 1,7 \cdot 11 = 18,7 \text{ mW},$$

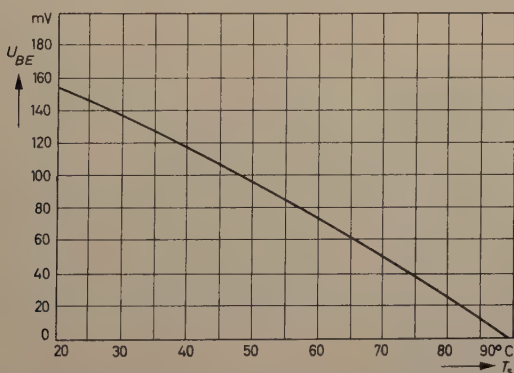


Bild 17. Basis-Emitterspannung als Funktion der Sperrschichttemperatur für konstanten Kollektorstrom ( $I_C = \text{const} = 1 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 1 \text{ V}$ ) bei einem 50-mW-Transistor (OC 604). Aus dieser Kurve ist der Temperaturdurchgriff  $D_T$  entnehmbar

das heißt, man kann einen 50-mW-Transistor ohne jegliche Stabilisierung nur bis etwa 18 mW stabil betreiben.

Diese Stabilitätsbedingung gilt natürlich nur für den Gleichstromfall, also für Betrieb ohne Aussteuerung. Weitere Angaben darüber findet man im Schrifttum [28, 29, 30, 31, 32, 33]. Bei Aussteuerung im A-, B-, C- oder Schalterbetrieb gelten umfangreichere Kriterien. Hier sei für ein eingehenderes Studium auf [34] verwiesen.

## Schrifttum

- [1] Sauer, K.: Niederfrequenz-Gegentaktverstärker mit Transistoren. Telefunken-Röhrenmitt. f. d. Ind., Nr. 561H16
- [2] Vallese, L. M.: Temperature stabilization of transistor amplifiers. AIEE Trans. I: Commun. & Electronics Bd. 75 (1956) S. 379–384
- [3] Hurley, R. B.: A temperature stabilized transistor amplifier. Trans. IRE Component P. Bd. C-P 2 (1954) S. 93–103
- [4] Keonjian, E.: Temperature-compensated D. C. transistor amplifier. Proc. IRE Bd. 42 (1954) S. 661–671
- [5] Tate, H. J.: Temperature stabilized transistor amplifiers. Electronics Bd. 27 (1954) S. 144–147
- [6] Anodized aluminium or mica washers for insulated mounting of RCA 2N301 and 2N301-A transistors. RCA-Application AN-171, Semicond. Div.
- [7] Hogarth, C. A., Langridge, A., u. Ziman, J. M.: Thermal-resistance considerations in the design of semiconductor devices. Proc. Instn. electr. Eng. Bd. 106 (1959) Suppl. Nr. 15, S. 402–408
- [8] Roberts, G. N., u. Scarr, R. W. A.: The design and measurement of semiconductor devices in terms of thermal behaviour. Proc. Instn. electr. Eng. Bd. 106 (1959) Suppl. Nr. 15, S. 409–418
- [9] Strickland, P. R.: The thermal equivalent circuit of a transistor. J. Res. Dev. IBM Bd. 3 (1959) Nr. 1, S. 35–45
- [10] ● McAdams, W. H.: Heat Transmission. 2. Aufl., S. 240–241. New York 1942
- [11] Simmons, C. D.: Transistor heat sinks and their evaluation. Semicond. Prod. Bd. 1 (1958) Nr. 1, S. 31
- [12] Drake, D. T.: Heat transfer in subminiature electronic equipment. Tele-Tech. (1953) S. 111–113
- [13] Schmidt, Th. E.: Wärmeleistung von berippten Flächen. Mitt. d. Kältetechn. Inst. TH Karlsruhe (1949) Nr. 4
- [14] Kraußold, H.: Der konvektive Wärmeübergang. Die Technik Bd. 3 (1948) S. 205–207
- [15] Eckert, E.: Wärmeübertragung an eine längs angeströmte Platte. VDI-Z. Bd. 84 (1940) S. 1032
- [16] Zur Belastbarkeit und Wärmeableitung von Transistoren. Valvo Techn. Inform. f. d. Ind. Nr. 6H, TI 200655
- [17] Beneking, H.: Zur Messung der Betriebstemperatur von Transistoren. Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) S. 361–375
- [18] Tellerman, J.: Measuring transistor temperature rise. Electronics Bd. 27 (1954) S. 185–187
- [19] Nelson, J. T., u. Iwersen, J. E.: Measurement of internal temperature rise of transistors. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1207–1208
- [20] Reich, B.: Measurement of transistor thermal resistance. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1204–1207
- [21] Gates, R. F., u. Johnson, R. A.: The measurement of thermal resistance. A recommendation for standardisation. Semicond. Prod. Bd. 2 (1959) S. 21 bis 26
- [22] Transistor dissipation ratings for pulse and switching service. RCA-Application AN-181, Semicond. Div.
- [23] Mortensen, K. E.: Transistor junction temperature as a function of time. Proc. IRE Bd. 45 (1957) S. 504–513
- [24] Hilberg, W.: Zur Wärmeableitung bei Transistoren. Telefunken-Ztg. Bd. 32 (1959) Nr. 125, S. 200–207
- [25] Reese, J., u. Grannemann, W. W.: Detecting run away of power transistors. Electronic Design (1959)
- [26] Penfield, P.: Protecting power transistors from thermal run away. Electronic Industries & Tele-Tech. Bd. 17 (1958) S. 79–80
- [27] Elbbinge, W.: Temperaturstabile Transistorschaltung nach dem Prinzip der halben Speisespannung. Valvo-Berichte Bd. IV (1958) Nr. 3, S. 81–91
- [28] Guggenbühl, W., u. Schneider, B.: Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) S. 361–375
- [29] Hellstrom, M. J.: Transistor thermal stability. Semicond. Prod. Bd. 2 (1959) S. 23–29
- [30] Carlson, A. W.: Temperature-effects and stability factor. Semicond. Prod. Bd. 3 (1960) S. 25–29
- [31] ● Lin, H. C., u. Barco, A. A.: Temperature effects in circuits using junction transistors. Transistors I, RCA-Labs. Serie, S. 369–402. Princeton 1956
- [32] Weitzsch, F.: Einige Kriterien der thermischen Stabilität von Transistoren. Frequenz Bd. 12 (1958) S. 65–71
- [33] Baum, J. R.: Thermal considerations in the use of power transistors. Electronic Design (1959)
- [34] Weitzsch, F.: Die thermische Stabilität von Transistoren unter dynamischen Bedingungen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) S. 185–198
- [35] Reese, J., u. Grannemann, W. W.: Transient junction temperatures in power transistors. Electrical Engng. Bd. 79 (1960) Nr. 1, S. 53–57
- [36] Reese, J., u. Grannemann, W. W.: An electrical analog of heat flow in power transistors. AIEE Trans. I: Commun. & Electronics Bd. 78 (1959) S. 759–766
- [37] Diebold, E. J.: Temperature rise of solid junctions under pulse load. AIEE Trans. I: Commun. & Electronics Bd. 76 (1957) S. 593–598
- [38] Greenbaum, M.: Transistor heat sink calculations. Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 32, S. 66–68

(eingegangen am 21. November 1960)



K. FRANK

# Image-Orthikon-Röhren mit Feldnetz

DK 621.397.331.22

Es werden zunächst diejenigen Bildstörungen des Image-Orthikons herausgestellt, die sich durch ein Feldnetz günstig beeinflussen lassen. Daraus ergeben sich gewisse Vorteile, die bei Verwendung eines Feldnetzes zu erwarten sind. Es folgt eine Diskussion der zu erwartenden Nachteile von Feldnetzen unter besonderer Berücksichtigung von Moiré-Erscheinungen, deren Entstehungsursachen geklärt werden. Daraus erhält man wesentliche Gesichtspunkte für den technischen Aufbau von Feldnetzröhren.

Unter einem Feldnetz beim Image-Orthikon versteht man ein feinmaschiges Netz, das auf der Abtastseite der Speicherplatte in einem Abstand parallel zu dieser angebracht ist und im allgemeinen auf gleichem Potential wie der Wandbelag liegt (Bild 1).

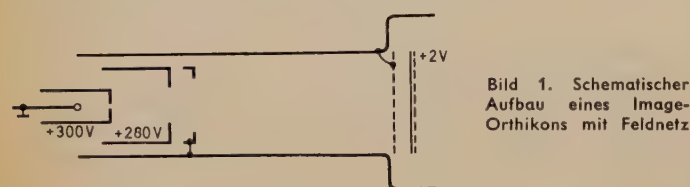


Bild 1. Schematischer Aufbau eines Image-Orthikons mit Feldnetz

Die Grundidee dieser Anordnung ist schon so alt wie das Image-Orthikon selbst; daß man bisher nur zögernd an die praktische Ausführung ging, lag an Bedenken technologischer und grundsätzlicher Natur. Einmal wird durch die Einführung eines weiteren Netzes der ohnehin schon komplizierte Aufbau der Röhre noch komplizierter, zum anderen bringt ein Feldnetz neben unbestreitbaren Vorteilen auch gewisse Nachteile mit sich.

## 1. Vorteile des Feldnetzes

Die Vorteile dieser Anordnung wurden schon anderweitig [1] so ausführlich beschrieben, daß sie hier nur kurz erwähnt zu werden brauchen. Sie liegen in dem homogenen Bremsfeld hoher Feldstärke, das sich zwischen Feldnetz und Speicherplatte bildet. Im Gegensatz dazu ist bei Röhren ohne Feldnetz vor der Speicherplatte ein inhomogenes Bremsfeld von vergleichsweise niedriger Feldstärke.

Wegen der Homogenität des Bremsfeldes läßt sich eine gleichmäßige Schärfeverteilung über das ganze Bild auch ohne Zuhilfenahme einer parabelförmigen Fokusmodulation des Wandbelagpotentials erreichen, und ferner ist es leichter, ein gleichförmiges Schwarzsinal zu erhalten, weil der Abtaststrahl bei seiner Abbremsung keine Kräfte in radialer Richtung erfährt und dadurch auf der ersten Dynode nur ein sehr kleines Raster schreibt, was die gleichmäßige Absaugung der Sekundärelektronen in den Vervielfacher begünstigt.

Die hohe Feldstärke des Bremsfeldes hingegen verringert alle Bildstörungen, die durch eine seitliche Auslenkung des Abtaststrahles infolge der Bildladungen auf der Speicherplatte entstehen können. Zu dieser Gruppe von Bildstörungen gehören die Kantenverschleifung

und Kantenversetzung, wie sie von Theile und Pilz eingehend beschrieben wurden; aber auch die weißen Häubchen auf kleinen schwarzen Feldern gehören zu dieser Gruppe, die sich durch ein Feldnetz günstig beeinflussen läßt. Bild 2 zeigt diesen Einfluß sehr deutlich an Hand von zwei Schirmbildaufnahmen: Bild 2a wurde mit einem Image-Orthikon des Typs „OS 20“ (ohne Feldnetz) und Bild 2b mit einem Image-Orthikon des Typs „OS 20 F“ (mit Feldnetz) gemacht. In beiden Fällen diente ein 5-MHz-Testbild als Vorlage, von dem hier nur ein kleiner Ausschnitt wiedergegeben ist. (Die Helligkeit des Bildschirms wurde zur Hervorhebung der Bildfehler etwas geringer als normal eingestellt.) In beiden Fällen war die Aufladungsspannung der Speicherfolie 2 V, und die Kennlinie wurde bis zum Knick angesteuert.

Unbeeinflusst durch ein Feldnetz bleiben naturgemäß alle Bildstörungen, die ihre Ursache nicht im Abtastvorgang, sondern im Aufladevorgang haben, wie beispielsweise das Überspringen und das Halo.

## 2. Nachteile des Feldnetzes

Nach dieser kurzen Aufzählung der Vorteile des Feldnetzes, die, wie erwähnt, schon anderweitig ausführlich beschrieben worden sind, soll nunmehr etwas näher auf die Nachteile eingegangen werden. Dabei wird sich zeigen, daß sich diese Nachteile durch geeignete Maßnahmen entweder ganz vermeiden oder doch zumindest stark verringern lassen. Die von einem Feldnetz verursachten Störungen beruhen darauf, daß der Abtaststrahl das Netz zweimal durchsetzen muß, wobei die endliche Durchlässigkeit des Netzes und seine geometrisch regelmäßige Struktur zu Bildstörungen Anlaß geben können.

Während die endliche Durchlässigkeit den Störabstand im Bildsignal verschlechtert, führt die Struktur des Netzes zu verschiedenen Moiré-Erscheinungen.

## 3. Störabstand

Bei der Betrachtung des Störabstandes muß man zwischen zwei Arten von Feldnetz-Röhren unterscheiden. Bei dem einen Typ, der im Bild 1 schematisch dargestellt ist, können Sekundärelektronen, die vom Abtaststrahl am Netz ausgelöst werden, zum Sekundärelektronen-Verstärker gelangen.

Bei dem anderen Typ ist das nicht möglich, sei es, daß das Feldnetz auf einem etwas positiveren Potential liegt als der Wandbelag oder daß vor dem Sekundärelektronen-Verstärker eine auf Katoden-



Bild 3. Schematischer Aufbau eines Image-Orthikons mit Feldnetz und Sperrelektrode für vom Feldnetz herrührende Sekundärelektronen



Bild 2. Einfluß der Feldstärke des Bremsfeldes vor der Speicherelektrode auf die Wiedergabe von kontrastreichen Details; a) Image-Orthikon „OS 20“ (ohne Feldnetz), b) Image-Orthikon „OS 20 F“ (mit Feldnetz)

potential liegende Sperrelektrode angebracht ist (Bild 3). Die Verschlechterung des Störabstandes bei dem im Bild 3 schematisch dargestellten Typ ist lediglich bedingt durch die Schwächung des rückkehrenden Strahles infolge der endlichen Durchlässigkeit  $D$  des Netzes, das heißt, die Anzahl der je Bildelement zur Verfügung stehenden Informationsträger (Elektronen) wird beim Durchgang durch das Netz um den Faktor  $D$  vermindert. Daraus ergibt sich eine Verminderung des Störabstandes um  $\sqrt{D}$ .  $D$  schwankt etwa zwischen 0,65 und 0,75 und kann aus Gründen der mechanischen Festigkeit der Netze kaum wesentlich höher gemacht werden. Mit diesen



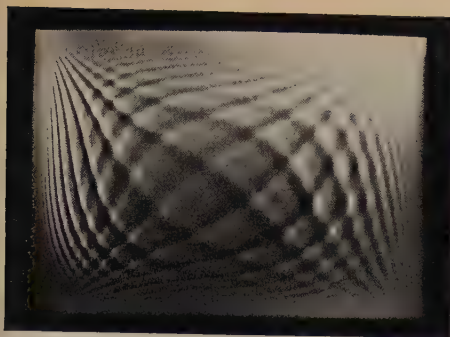


Bild 4. Netzmoiré bei Feldnetz-Röhren, verursacht durch Abbildung des Feldnetzes auf sich selbst

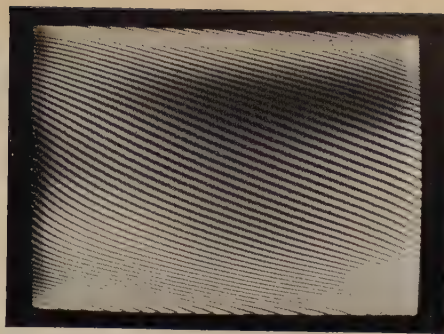


Bild 6. Linienförmiges Moiré bei Feldnetz-Röhren; Knoten im hinlaufenden Strahl auf Feldnetz

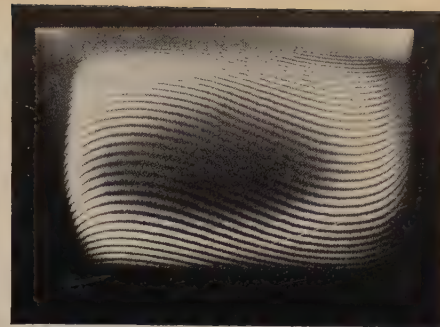


Bild 7. Linienförmiges Moiré bei Feldnetz-Röhren; Knoten im rücklaufenden Strahl auf Feldnetz

Werten ergibt sich für  $\sqrt{D} = 0,81 \dots 0,87$  oder in dB eine Verschlechterung um 1,2...1,9 dB.

Um diesen Verlust wieder auszugleichen, kann man beispielsweise die Speicherkapazität oder das Aufladepotential erhöhen, und zwar bei den obigen Werten für  $D$  um etwa 30...50%.

Bei dem anderen Typ ohne Unterdrückung der Sekundärelektronen (Bild 1) liegen die Verhältnisse bedeutend schlechter. Hier kommt zur Schwächung des Rückkehrstrahles noch das Rauschen der am Feldnetz ausgelösten Sekundärelektronen hinzu. Eine vorsichtige Abschätzung ergibt für diesen Typ eine Verschlechterung von mindestens 3 dB. Um diesen Verlust auszugleichen, ist schon eine Verdoppelung der Kapazität nötig.

Eine Sperrung der Sekundärelektronen scheint also durchaus angebracht, und da sie sich mit relativ geringem Aufwand durchführen läßt, kann man annehmen, daß sich in Zukunft nur Feldnetz-Röhren dieser Art durchsetzen werden.

#### 4. Moiré-Erscheinungen

Diese Bildstörungen sind durch die geometrisch regelmäßige Struktur des Feldnetzes bedingt. Sie treten besonders deutlich bei Bild-Schwarz zutage. Eine nähere Betrachtung zeigt, daß man zwischen zwei grundsätzlich verschiedenen Arten von Moiré-Erscheinungen unterscheiden muß: die eine Art hat eine grobe netzförmige Struktur, die andere eine linienförmige Struktur.

Bild 4 zeigt das typische Netz-Moiré, wie es bei Feldnetz-Röhren bei bestimmten Spannungen am Feldnetz zu beobachten ist. Da es eine grobe netzförmige Struktur hat, kann es nur durch Überlagerung zweier netzförmiger Gebilde mit geringem Unterschied der Gitterkonstante entstehen. Eine Wechselwirkung zwischen Feldnetz und Speichernetz der Röhre scheidet als Entstehungsursache aus, da in diesem Falle bei Bild-Schwarz kein Moiré zu sehen sein dürfte. Erfahrungsgemäß ist es aber gerade dabei besonders deutlich zu beobachten.

Es zeigte sich vielmehr, daß das Netz-Moiré immer dann auftritt, wenn das Feldnetz durch den Abtaststrahl, der es zweimal durchsetzt, auf sich selbst abgebildet wird. Es handelt sich also bei

dem Netz-Moiré um eine Wechselwirkung des Feldnetzes mit seinem eigenen elektronenoptischen Abbild.

Die Bedingungen, unter denen ein Bild des Feldnetzes in der Ebene des Feldnetzes liegt, sind im Bild 5 dargestellt. Die Potentiale  $U$ , bei denen ein Netz-Moiré auftritt, ergeben sich aus dem Abstand  $a$  und der magnetischen Kraftflußdichte  $B$ , die die Abbildung besorgt, nach der Beziehung

$$\sqrt{U} = 0,0189 \frac{a \cdot B}{n}$$

Dabei ist  $n$  eine ganze Zahl und gibt an, ob es sich um die erste, zweite, dritte usw. Abbildung handelt. Die Kurven im Bild 5 gelten für eine magnetische Kraftflußdichte von 75 Gauß. Bei einem Feldnetz-Abstand von beispielsweise 10 mm sind also Netz-Moirés zu erwarten bei 200, 50, 22,2 und 12,5 V Feldnetzpotential.

An einer großen Anzahl von Feldnetz-Röhren verschiedenen Feldnetz-Abstandes  $a$  konnten diese Ergebnisse immer wieder bestätigt werden. Für die Praxis ist es wichtig, zu vermeiden, daß das für den Betrieb der Röhre vorgesehene Feldnetzpotential keinem dieser Moiré-Potentiale zu nahe kommt; daß man das in jedem Fall durch entsprechende Wahl des Feldnetz-Abstandes erreichen kann, ist aus dieser Darstellung klar zu erkennen.

Bild 6 und Bild 7 zeigen zwei typische Beispiele für linienförmige Moirés. Es tritt in zwei Varianten auf: einmal über die ganze Bildfläche gleichzeitig scharf (Bild 6) und einmal nur zonenweise scharf (Bild 7). Beide Varianten treten abwechselnd auf, wenn man das Feldnetzpotential kontinuierlich über große Bereiche ändert. Da es sich um ein linienförmiges Moiré handelt, kann die Entstehungsursache nur in einer Wechselwirkung zwischen dem Feldnetz und der Zeilenstruktur des Abtaststrahlers zu suchen sein.

Messungen an zahlreichen Röhren mit verschiedenem Feldnetz-Abstand ergaben folgendes Bild (Bild 8):

Trägt man zunächst über dem jeweiligen Feldnetz-Abstand  $a$  Feldnetz-Potentiale  $U$  auf, bei denen ein Knoten des Abtaststrahls auf

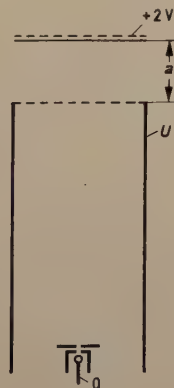
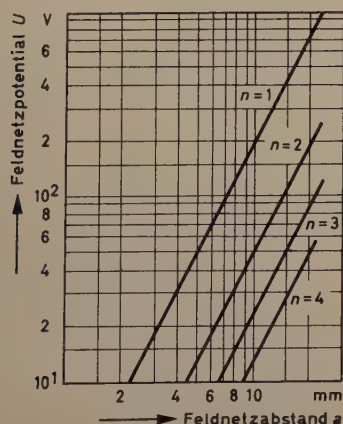


Bild 5. Betriebsbedingungen, unter denen bei einer magnetischen Kraftflußdichte von  $B = 75$  Gauß das Feldnetz auf sich selbst abgebildet wird

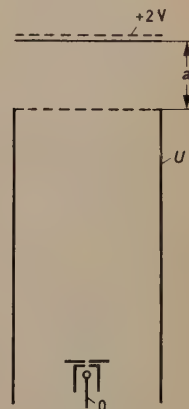
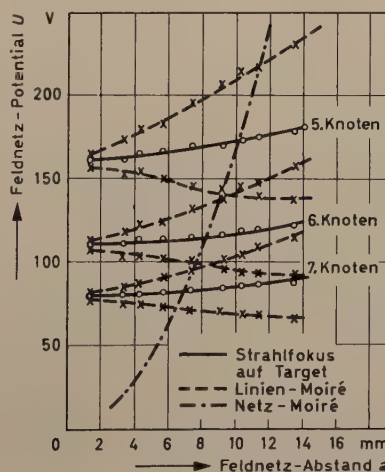


Bild 8. Lage der linienförmigen Moiré-Störungen in Bezug auf die Fokuspunkte der Röhren



der Speicherfolie liegt (Fokuspotentiale), dann ergeben sich die im Bild 8 voll ausgezogenen, mit  $a$  leicht ansteigenden Kurven, die dem 5., 6. und 7. Knoten des Abtaststrahles auf der Speicherfolie entsprechen.

Trägt man nun auch diejenigen Potentiale  $U$  ein, bei denen ein linienförmiges Moiré auftritt, so zeigt sich, daß jedem Fokuspunkt zwei Moiré-Trabanten zugeordnet sind. Der Abstand dieser Trabanten vom jeweiligen Fokuspunkt wächst mit dem Feldnetz-Abstand  $a$  und mit dem Fokuspunkt  $U$ . Es zeigt sich weiter, daß die Moiré-Variante, die stets über das ganze Bild scharf ist, immer unterhalb des zugehörigen Fokuspentials liegt, während die andere, nur zonenweise auftretende Variante, stets oberhalb liegt. Ferner kann man beobachten, daß beim Auftreten der linienförmigen Moirés stets auch alle Fehler des Feldnetzes (Löcher im Netz, Staubteilchen auf dem Netz u.ä.) scharf abgebildet erscheinen. Daraus kann man schließen, daß ein linienförmiges Moiré immer dann auftritt, wenn ein Knoten des Abtaststrahles auf dem Feldnetz liegt. Die unteren Trabanten entstehen, wenn der hinlaufende Strahl auf das Feldnetz scharf eingestellt wird, und die oberen Trabanten, wenn dies für den rückkehrenden Strahl zutrifft.

Aus Bild 8 ist weiter zu ersehen, daß ein linienförmiges Moiré bei Feldnetz-Abständen  $a$  zwischen etwa 3 und 14 mm nie zu Bildstörungen führen kann, weil der Abstand vom jeweiligen Fokuspunkt groß genug ist. Unterhalb etwa 2 mm Feldnetz-Abstand

rücken die Moiré-Trabanten so nahe an das jeweilige Fokuspunkt heran, daß sie bei Scharfabbildung der Speicherfolie noch zu sehen sind. Bei großen Feldnetz-Abständen dagegen kann es vorkommen, daß beispielsweise der obere Moiré-Trabant eines Fokusknotens mit dem nächstniedrigeren Knoten zusammenfällt und ein Linien-Moiré im Bild erscheint.

Der ziemlich weite Bereich von  $a$  (3...14 mm), der sicher frei von linienförmigen Moirés bei Scharfabbildung der Speicherfolie ist, wird nur durchgezogen von den Parabeln, die das Auftreten von Netz-Moirés markieren. Die wichtigste ( $n = 1$ ) davon ist im Bild 8 noch einmal eingezeichnet, diesmal jedoch für eine Kraftflußdichte von 69 Gauß. Aber auch diese Störung läßt sich durch geschickte Wahl des Feldnetz-Abstandes  $a$  sicher vermeiden.

Während also bei der Betrachtung des Störabstandes zu sehen war, daß sich die durch das Feldnetz bedingte Verschlechterung durch geeignete Maßnahmen zwar abschwächen, aber nicht ganz vermeiden läßt, kann man von den Moiré-Erscheinungen sagen, daß sie sich durch geeignete Wahl des Feldnetz-Abstandes ganz vermeiden lassen.

#### Schrifttum

- [1] Theile, R., u. Pilz, F.: Übertragungsfehler der Superorthikon-Fernsehkameraröhre. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1957) Nr. 1, S. 17–32  
(eingegangen am 17. August 1960)

## Der Binistor – ein neues Halbleiter-Bauelement

DK 621.315.592

Unter obiger Bezeichnung bringt *Transitron electronic GmbH*, München, in Deutschland jetzt ein neues Halbleiter-Bauelement auf den Markt, das als bistabiles Schaltelement insbesondere für die Verwendung in Schalt- und Speicherkreisen von *Transitron electronic corporation*, Wakefield, Mass. (USA), entwickelt worden ist.

Diese Halbleiter-Tetrode hat eine gewisse Ähnlichkeit mit der Vierschichtdiode von Shockley, unterscheidet sich von dieser jedoch dadurch, daß der Ausgangskreis an der mittleren  $n$ -Schicht liegt (Bild 1). Der Binistor hat alle typischen Eigenschaften eines bistabilen Schaltelements. Seine Kennlinie zeigt ein Gebiet negativen Widerstandes, das im wesentlichen durch die außen angelegte Kollektor-Emitter-Spannung bestimmt wird. Beim Umkippen von dem leitenden in den nichtleitenden Zustand tritt eine Art Rückkopplung auf, die den Kippvorgang beschleunigt und den Binistor sicher in dem einen oder dem anderen Zustand verharran läßt. Die erforderlichen Betriebsspannungen liegen in der Größenordnung der auch sonst bei Transistoren üblichen Spannungen. Wegen seiner einfachen Schaltungstechnik bietet der Binistor aber große Vorteile beispielsweise beim Aufbau von Ring- und Binärzählern sowie für Schieberegister, Speicher usw.

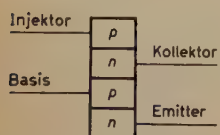


Bild 1. Aufbau des Binistors

Bild 2. Binistor als Kombination eines  $pnp$ - und eines  $nnp$ -Transistors

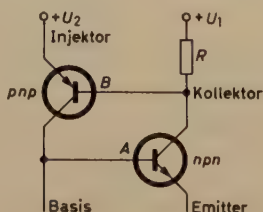
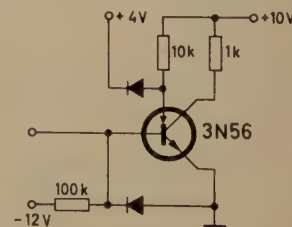


Bild 3. Schaltungsbeispiel für die Anwendung eines Binistors



Der Binistor läßt sich als Kombination eines  $pnp$ - und eines  $nnp$ -Transistors ( $A$  und  $B$  im Bild 2) betrachten, deren oberer  $pn$ -Übergang gewissermaßen als „Ventil“ wirkt, das den Binistor sicher in dem jeweiligen Schaltzustand hält. Der Emitter des oberen Transistors  $B$  wird „Injektor“ genannt. Im gesperrten Zustand hat die Basis des  $nnp$ -Transistors  $A$  eine geringe negative Vorspannung gegenüber dem Emitter. Dann liegt der Kollektor des Transistors  $A$  praktisch an der Speisespannung, da am Kollektorwiderstand  $R$  kein Spannungsabfall auftritt. Damit liegt aber auch die Basis des Transistors  $B$  auf positivem Potential, da die Kollektorspeisespannung  $U_1$  höher als die Injektorspannung  $U_2$  ist. Transistor  $B$  ist also ebenfalls gesperrt.

Legt man jetzt an die Basis des  $nnp$ -Transistors  $A$  eine positive Spannung, dann fließt Kollektorstrom, und infolge des Spannungsabfalls am Kollektorwiderstand  $R$  sinkt das Kollektorpotential ab. Sobald das Kollektorpotential niedriger ist als das Injektorpotential  $U_2$ , wird Transistor  $B$  ebenfalls leitend. Der Emitterstrom des Transistors  $B$ , der von der Injektorspannungsquelle geliefert wird, ist erheblich größer als der Sperrstrom

über die Basis des Transistors  $A$  und steuert deshalb Transistor  $A$  voll in den leitenden Zustand. Durch diese Art Rückkopplung wird das Umkippen in den leitenden Zustand beschleunigt und gleichzeitig sichergestellt, daß beide Transistoren im leitenden Zustand verbleiben. Die Wirkungsweise des Binistors beruht also darauf, daß der Basisstrom des Transistors  $A$  durch den Transistor  $B$  in seiner Richtung umgekehrt wird.

Die Umsteuerung des Binistors kann auf verschiedene Arten erfolgen, denn grundsätzlich läßt sich jede seiner Elektroden als Steuerelektrode benutzen. Im allgemeinen erhält man aber die besten Ergebnisse, wenn man den Kollektor als Ausgangselektrode und die Basis als Eingangselektrode verwendet. Der Injektor wirkt dann als Steuerelektrode für das bistabile Halbleiterelement.

Bei praktischen Anwendungen werden Kollektor, Basis und Emitter des Binistors wie bei einem normalen Transistor benutzt (Bild 3). Es empfiehlt sich, der Basis eine Sperrspannung aus einer diodenstabilisierten Spannungsquelle zu geben. Der Injektor erhält seine Spannung aus einer Spannungsquelle, die mittels Diode auf einem Wert konstantgehalten wird, der größer als 2 V und niedriger als die Kollektorspannung ist. Gibt man in der

Schaltung nach Bild 3 einen Strom auf die Basis, dann kippt der Binistor in den leitenden Zustand und verharrt dort. Um ihn in den nichtleitenden Zustand umzuschalten, kann man entweder den Injektor oder die Basis ansteuern, also beispielsweise den Injektorstrom verringern.

Für die zur Zeit lieferbaren Binistor-Typen ist beispielsweise der Injektorstrom 1 mA für einen Kollektorstrom von 10 mA, entsprechend einer Stromverstärkung von 10. Es lassen sich aber auch erheblich größere Stromverstärkungen erreichen. Die Binistoren sind für Frequenzen bis über 10 kHz und Temperaturen von  $-80...+200^\circ\text{C}$  ( $-65...+150^\circ\text{C}$  ohne Temperaturkompensation) geeignet. Praktische Versuche haben gezeigt, daß Änderungen der Kollektor-Speisespannung um  $\pm 20\%$  praktisch ohne Einfluß auf das Betriebsverhalten des Binistors sind.

Es ist zu erwarten, daß dieses neue Halbleiter-Bauelement in absehbarer Zeit große Bedeutung für Flip-Flop-Schaltungen aller Art erhalten wird, weil sich der Schaltungsaufwand erheblich verringern läßt. So benötigt man beispielsweise für eine übliche Flip-Flop-Schaltung 13 Schaltelemente gegenüber nur vier bei Verwendung eines Binistors.



# Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

Düsseldorf vom 19.–26. Oktober 1960

DK (621.317+62—523.8):061.3+4

In Fortsetzung der Berichterstattung über die INTERKAMA (Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik) werden im ersten Abschnitt einige bemerkenswerte Meßgeräte und -einrichtungen der HF- und NF-Technik besprochen. Der zweite Abschnitt befaßt sich mit der elektrischen Messung nichtelektrischer Größen, ein Gebiet, auf dem es in Düsseldorf ebenfalls sehr viel Neues zu sehen gab.

## Meßeinrichtungen der HF- und NF-Technik

### 1. Meßsender und Generatoren

► **AEG** — Der dekadisch einstellbare Quarzgenerator „GA-TG 12“ liefert zwischen 40 und 69,9 Hz eine Rechteckspannung, deren Frequenzfehler kleiner als  $0,10/_{00}$  ist. Als Sollwert dient eine quarzstabilisierte Frequenz. Die Ausgangsfrequenz ist unabhängig von den Schwankungen der Netzspannung und -frequenz sowie von Art und Größe der Belastung. Änderungen der Umgebungstemperatur und Alterungserscheinungen sind ebenfalls ohne Einfluß. Das Gerät ist volltransistorisiert und hat praktisch unbegrenzte Lebensdauer.

► **Ebauches** — Mit dem Impulsgenerator „529a“ kann man die Dämpfung von Meßinstrumenten kontrollieren, zum Beispiel von Aussteuermessern in Rundfunkstudios. Es handelt sich dabei um eine gesteuerte Tonstufe, deren Schließ- oder Öffnungszeit mit Hilfe einer eingebauten Zeitbasis zwischen 1 ms und 10 s einstellbar ist. Während des gewählten Zeitintervalls wird ein sinusförmiges Signal zwischen 50 und 100 Hz hindurchgelassen beziehungsweise gesperrt. Das Gerät ist batteriebetrieben, kann aber auch für Netzanschluß geliefert werden.

► **Elektro Spezial** — Unter den Meßsendern des Philips-Programms wäre zunächst der AM-/FM-Standard-Meßgenerator „GM 2621“ zu nennen, der im Frequenzbereich 4,5...300 MHz arbeitet. Der Fernsehewobler „GM 2877“ hat 25 MHz Hub und ist für die Frequenzen 5...220 MHz und 440 bis 880 MHz eingerichtet. Der Fernseh-Bildgenerator „GM 2892“ eignet sich für die Fernsichtbereiche I, III und IV/V. Fünf Bildmuster stehen für verschiedene Fernsehsysteme zur Verfügung.

► **Marconi** — Aus dem umfangreichen Angebot von Meßsendern sei auf den FM-Meßsender „TF 1066 A“ besonders hingewiesen, der in fünf Bereichen für Frequenzen von 10...470 MHz auf  $\pm 1\%$  genau einstellbar ist und der mehrere FM- und AM-Möglichkeiten bietet. Innerhalb von 10 Minuten ist die Frequenzdrift weniger als  $25 \cdot 10^{-6}$ . Die Ausgangsspannung kann kontinuierlich zwischen 2  $\mu$ V und 200 mV gewählt werden. Die Bereichumschaltung geschieht mit einem kapazitiv angekoppelten Schalter vollkommen kontaktlos.

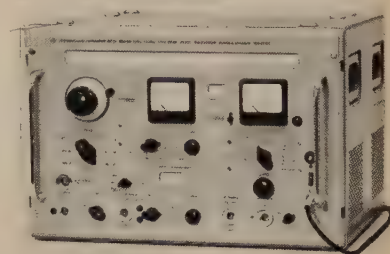


► **Metrimex** — „Orion-KTS 1281/S“ ist die Typenbezeichnung eines von 10 Hz...1 MHz dekadisch einstellbaren Meßsenders, dessen Frequenz je nach Bereich auf 0,2...2% genau eingehalten wird. Neben der dekadischen Abstimmung ist auch eine kontinuierliche zwischen 100 Hz und 1 MHz mit  $\pm 5\%$  Abweichung möglich. Der Ausgangspegel ist zwischen  $-3$  und  $+2$  N (38,6 mV...5,72 V) wählbar.

► **Muirhead** — Neu ist der RC-Dekadenoszillator „D 890-A“ für 1 Hz bis 111,1 kHz. Die Quarzfrequenz ist auf  $\pm 0,05\%$  genau.

► **Rohde & Schwarz** — In Düsseldorf sah man bei Rohde & Schwarz auch den Prototyp des Leistungs- und Empfänger-Meßsenders „SMAR“, einer vielseitig verwendbaren Neuentwicklung für den bemerkenswert großen Frequenzbereich 30 Hz...31 MHz. Im HF-Bereich 30 kHz...31 MHz ist der Meßfehler  $\pm 0,5\%$  und im getrennt herausgeführten und auch zur NF-Modulation verwendbaren NF-Bereich 30 Hz...30 kHz  $\pm 3\%$ . Der HF-Generator mit umschaltbarem Innenwiderstand (50, 60, 75, 150 und 600  $\Omega$ ) liefert an 50  $\Omega$  0...10 V Ausgangsspannung. Der kleinste Meßbereich des umschaltbaren Ausgangsspannungs-Meßgerätes ist 100  $\mu$ V. Im Bereich 30 kHz...20 MHz ist der Frequenzgang der Ausgangsspannung

nur  $\pm 0,15$  dB und im Bereich 20...30 MHz  $\pm 0,3$  dB. Der Klirrfaktor liegt für Ausgangsspannungen bis 3 V unter 2% und für Spannungen über 3 V unter 5%. An einem zweiten Ausgang steht unabhängig von der eingestellten HF-Spannung eine konstante Spannung von etwa 200 mV an 60  $\Omega$  zur Verfügung. Der HF-Generator läßt sich auf einen eingebauten 500-kHz-Quarzoszillator ( $1 \cdot 10^{-4}$ ) bei allen Oberwellen von 500 kHz sowie bei 100 kHz und 250 kHz synchronisieren; außerdem ist Fremdsynchronisation möglich.



Der NF-Generator liefert eine konstante Spannung von 6 V an 10 k $\Omega$  sowie eine zwischen 30  $\mu$ V und 3 V regelbare EMK an 600  $\Omega$ . Im Bereich 100 Hz...30 kHz ist der Klirrfaktor  $< 0,2\%$  und im Bereich 30...100 Hz  $< 0,5\%$ . AM (0...100%) ist mit Modulationsfrequenzen (je nach Frequenzbereich) bis maximal 15 kHz möglich. Für Modulationsgrade bis 30% ist der Modulationsklirrfaktor  $< 0,5\%$  und bei 80% Modulation  $< 1\%$ .

► **Solartron** — Der Präzisions-Meßsender „DO 1001“ eignet sich insbesondere für Messungen an schmalbandigen Systemen, wie sie in der Trägerfrequenztechnik oder beim Fernsehen vorkommen, sowie für Anwendungen in der Radartechnik und in der physikalischen Forschung (Spektrometrie) und bietet eine Reihe von bei üblichen Meßsendern nicht vorhandenen Modulationsarten, wie Einseitenband-Modulation, Amplituden- und Frequenzastung oder mittelfrequenzstabile FM. Er besteht aus dem Grundgerät und einer auswechselbaren Modulationsstufe. Das Grundgerät erzeugt Ausgangsfrequenzen von 50 kHz...50 MHz mit 1 V<sub>eff</sub> als Differenz einer festen, quartzesteuerten Frequenz von 105 MHz und einer variablen, aber quartzgenau gesteuerten Frequenz von 105,05 bis 155 MHz. Die Frequenzeinstellung des variablen Oszillators erfolgt an zwei dekadisch gestuften, rastbaren Einstellskalen mit 1 MHz beziehungsweise 10 kHz Rastfrequenzabstand. Die Abweichung des 1-MHz-Steuerskreises ist  $10^{-7}$  in 30 Tagen.

Die Normalausführung dieses Meßsenders ist mit dem Einschub „A 50“ für AM ausgerüstet. Für Einseitenband-Modulation ist der Einschub „SSB 50“ vorhanden. FM ist mit dem Einschub „AF 50“ möglich. Den zusätzlichen Frequenzbereich 40...500 MHz bieten die Einschübe „AV 500“ und „AFV 500“ durch Verzehnfachung des Grundbereichs.

### 2. Frequenzgang- und Wobbelmeßplätze

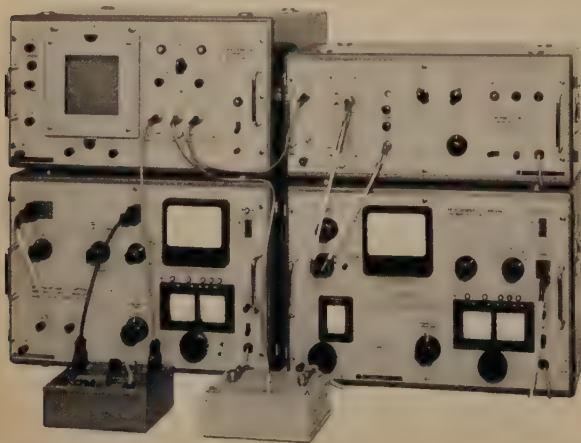
► **AEG** — Die experimentelle Aufnahme von Frequenzgängen bedingt einen erheblichen Geräte- und Arbeitsaufwand und ist daher nur in wenigen Fällen möglich. Deshalb wurde der leicht bedienbare, transportable Frequenzgang-Meßplatz „GA-RP 506“ entwickelt, dessen großer Frequenzbereich von 0,01...1100 Hz den häufigsten Anforderungen gerecht wird, wie zum Beispiel bei Messungen an Übertragungsgliedern, elektrischen Maschinen oder niederfrequenten elektrischen Systemen. Bei nichtelektrischen Systemen müssen passende Umformer mit elektrischem Ausgang zwischengeschaltet werden. Die Anzeige erfolgt direkt nach Betrag (Dezibel) und Phase (Winkelgrade), so daß der Frequenzgang unmittelbar in dem für die Frequenzkennliniendarstellung wichtigen Werten anfällt. Der Meßplatz arbeitet mit einer über den gesamten Frequenzbereich konstanten relativen Selektivität, die jeder Meßaufgabe angepaßt werden kann. Auch bei Meßgrößen mit ungünstiger Kurvenform tritt keine Beeinträchtigung der Meßgenauigkeit ein.

► **Nordmende** — Auf Grund seiner Empfindlichkeit und seiner technischen Ausstattung ist das Wobbelsichtgerät „WSG 326“ sowohl für den Laborbetrieb als auch für Prüfplätze in der Fertigung oder beim Kundendienst geeignet. Der Vertikalverstärker hat mit Rücksicht auf rationelle Verwendung des Gerätes zwei voneinander getrennt einstellbare Eingänge  $Y_1$  (1 mV<sub>ss</sub>/cm) und  $Y_2$  (10 mV<sub>ss</sub>/cm). Ohne Umstecken von Anschlüssen ist dadurch die abwechselungsweise Darstellung einer ZF-Durchlaß- oder Ratiokurve möglich. Die Umschaltung kann dabei sowohl von Hand als auch ferngesteuert über eine Relaischaltung vorgenommen werden. Die X-Ablenkung erfolgt entweder intern von einer vom Netz abgeleiteten 50-Hz-Spannung oder extern durch eine Fremdspannung.



► **Schomandl** — Sehr vielseitig verwendbar ist die Mikrowellen-Frequenzdekade „FD 3“. Sie dient zunächst zur Erzeugung von Meßfrequenzen höchster Genauigkeit zwischen 300 MHz und 12,6 GHz. Den kleinsten Einstellfehler von 0,1 Hz erreicht man, wenn man an Stelle des Feinoszillators der Stufe „C“ eine Frequenzdekade „ND 5“ mit Feindekade verwendet. Als Frequenzmesser eignet sich das Gerät zur Messung und Überwachung von Funksendern, Meßsendern und Mikrowellen-Oszillatoren. Zusammen mit dem Spektrumsanalysator „FDA 3“ können Modulations- und Störspektren dargestellt und einzelne Komponenten daraus gemessen werden. Als Spannungsquelle erlaubt das Gerät Messungen an hochselektiven Empfangsanlagen, Baugruppen und Filtern sowie sehr genaue Untersuchungen mit Meßleitungen und an Hohlleiter-Bauelementen. Aus dem Gebiet der Mikrowellenspektroskopie kann die Mikrowellen-Frequenzdekade als Grundgerät für Hyperfeinstruktur-Untersuchungen von Kern- und Elektronenresonanzen sowie zur Entwicklung und zum Aufbau von Molekularfrequenznormalen verwendet werden.

► **Wandel u. Goltermann** — Für alle zwischen 300 Hz und 14 MHz vorkommenden Wobbelaufgaben ist ein vollständiges Gerätprogramm nach dem Baukastenprinzip lieferbar. Der abgebildete Wobbelmeßplatz „WM-2“ für den Frequenzbereich 2...1350 kHz hat einen Wobbelhub, der in neun Stufen zwischen  $\pm 0,2$  und  $\pm 100$  kHz einstellbar ist, und die Wobbelfrequenzen 0,2, 0,5, 1, 2, 5, 10 und 25 Hz. Der Pegelsender (rechts unten) arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip. Einer der beiden Oszillatoren wird durch eine gewobbelte Frequenz aus dem darüber befindlichen Wobbelzusatz ersetzt, während die Mittenfrequenz nach wie vor an der



Hauptskala eingestellt wird. Der Frequenzgang der Ausgangsspannung ist automatisch kompensiert. Über den vorn sichtbaren Relaisumschalter können abwechselnd zwei verschiedene Meßobjekte dargestellt werden. Die Ausgangsspannung des (nicht dargestellten) Objektes wird dem als Verstärker verwendeten Pegelmesser (links unten) zugeführt, im Vorverstärker und Demodulator (davor sichtbar) umgeformt und mit dem links oben erkennbaren Sichtgerät über der Frequenz abgebildet.

Das Wobbelprinzip wird jetzt auch auf Phasenteilheits- und über das Nyquist-Verfahren auf Gruppenlaufzeitmessungen angewandt. Damit können Untersuchungen an Vielkanal- und Fernsehsystemen bezüglich der Linearität der Phasenkennlinien durchgeführt werden.

### 3. Magnetfeld-Meßgeräte

► **AEG** — Das Kernresonanz-Magnetfeldmeßgerät erlaubt auf  $10^{-5}$  genaue Magnetfeldmessungen. Das Meßsystem ist eine kleine, mit Wasser oder Glycerin gefüllte Sonde. In dem zu messenden Feld führen die rotierenden Kerne des in der Flüssigkeit enthaltenen Wasserstoffs wegen ihrer magnetischen Momente Präzessionsbewegungen um die Richtung des Magnetfeldes aus, deren Frequenz der Magnetfeldstärke proportional ist. Diese Frequenz wird im Kernresonanz-Magnetfeldmesser bestimmt. Es lassen sich damit Feldstärken zwischen 300 und 19000 Oe auf 0,03 Oe genau messen. Für Feldstärken oberhalb von 3000 Oe ist die relative Meßunsicherheit  $< 10^{-5}$ . Als Zusatzgerät gibt es einen Regelspannungserzeuger, der bei Abweichungen der Magnetfeldstärke um weniger als  $\pm 0,15$  Oe von der Sollfeldstärke eine Ausgangsregelspannung von  $\pm 2$  V liefert, die der Abweichung proportional ist. Mit Hilfe eines Kernresonanz-Magnetfeldmessers und des Regelspannungserzeugers können Magnetfelder über lange Zeiten auf  $10^{-5}$ ... $10^{-6}$  konstantgehalten werden.

► **Institut Dr. Förster** — Magnetische Gleich- und Wechselfelder können mit dem Feldstärkemesser „1,561“ gemessen werden. Dabei wird der Gleichfeldanteil oder das Gleichfeld von einem Präzisionsinstrument Kl. 0,5 in allen Meßbereichen (1...20000 Oe) auf  $\pm 1\%$  genau angezeigt, während das Wechselfeld oder der Wechselfeldanteil auf dem Schirm einer Braunschen Röhre erscheint. Der Meßfehler ist dann maximal  $\pm 5\%$ .

### 4. Meßbrücken für L, C tan $\delta$ , Q

► **AEG** — Zur Messung von Verlustfaktor tan  $\delta$  und Kapazität von Kondensatoren (auch von Elektrolytkondensatoren) wurde eine Wechselstrommeßbrücke nach Schering gezeigt, mit der man auch noch die Dielektrizitätskonstante von Isolierstoffen bestimmen kann. Sämtliche zum Brückenabgleich erforderlichen Schaltelemente, sofern sie keine Hochspannung führen, sind in einem Gehäuse untergebracht, während der zur Messung erforderliche Normalkondensator getrennt davon aufgestellt wird. Um mit möglichst wenigen Normalkondensatoren auszukommen, ist die Schaltung so aufgebaut, daß sich ein sehr großer Kapazitätsbereich bereits mit nur einem Normalkondensator erreichen läßt. Mit einem solchen von 100 pF sind Kapazitäten von 3 pF...10  $\mu$ F meßbar. Der Einstellbereich für den Verlustfaktor ist  $2 \cdot 10^{-5}$ ...1,1. Mit einem Zusatzgerät können auch geerdete Prüflinge gemessen werden.

► **Chauvin Arnoux** — Ein neues elektronisches, transistorbestücktes Kapazitätsmeßgerät, das wie ein einfaches Ohmmeter angeschlossen wird, mißt in fünf Bereichen Kapazitäten zwischen 2 pF und 0,1  $\mu$ F und eignet sich damit ebenfalls zum Messen von Kapazitäten von Röhrensockeln, Schaltern oder Verdichtungen. Es gestattet direkte Ablesung an einer spiegelunterlegten Skala und wird von eingebauten Batterien mit 1,5 und 4,5 V gespeist, deren Lebensdauer 200 Stunden ist. Zwischen 10 und 40°C ist das Gerät temperaturkompensiert. Meßprinzip: An die zu messende Kapazität wird eine Rechteckspannung gelegt, die eine aus zwei Transistoren bestehende Multivibratorschaltung liefert. Der mittlere Entladestrom fließt nach Verstärkung und Gleichrichtung durch ein Mikroamperemeter, das direkt in Kapazitätswerten geeicht ist.

► **Cossor** — Die LCR-Meßbrücke „1446“ gestattet Induktivitätsmessungen in sechs Bereichen von 10  $\mu$ H...10 H, Kapazitätsmessungen in sieben Bereichen von 10 pF...100  $\mu$ F mit 2 kHz Wechselspannung und Widerstandsmessungen in ebenfalls sieben Bereichen zwischen 1  $\Omega$  und 10 M $\Omega$  mit Gleichstrom. Der Meßfehler für Widerstände ist  $\pm 0,5\%$  im 10- $\Omega$ -Bereich, in allen anderen Bereichen  $\pm 1\% \pm 1$  Skt.

► **General Radio** — Mit der Universal-Impedanzbrücke „1650-A“ kann man Widerstände zwischen 1 m $\Omega$  und 10 M $\Omega$ , Kapazitäten von 1 pF bis 1000  $\mu$ F und Induktivitäten von 1  $\mu$ H...1000 H sowie Gütefaktoren zwischen 0,02 und 1000 und Verlustfaktoren von 0,001...50 messen. Das Gerät enthält einen transistorisierten Oszillator (1 kHz  $\pm 2\%$ ) und arbeitet in Brückenschaltung mit Orthonull\*-Abgleich, einem besonders schnell konvergierenden Abgleich. Der Meßfehler für R, C und L ist  $\pm 1\%$  und für Q und tan  $\delta \pm 5\%$ .

► **Marconi** — Für Messungen an Antennen und Übertragungsleitungen im UKW-Bereich steht die Scheinleitwert-Meßbrücke „TF 978“ zur Verfügung, mit der sowohl Leitwerte von 0...50 mS als auch Kapazitäten von -40...+40 pF (Kapazitäten 1...40 pF, Induktivitäten 0,7...25  $\mu$ H bei 30 MHz, 0,007...0,25  $\mu$ H bei 300 MHz) gemessen werden können. Der Meßfehler ist  $\pm 2\% \pm 0,1$  mS beziehungsweise  $\pm 2\% \pm 0,5$  pF im Bereich 30 bis 300 MHz.

Zur Messung kleiner Kapazitäten zwischen 0,002 pF und 1111 nF dient die Kapazitätsmeßbrücke „TF 1342“. Das Gerät enthält einen 1000-Hz-Generator und einen Anzeigeteil und ist auf  $\pm 2\% \pm 0,002$  pF genau. Besonders nennenswert ist das Kreislage-Meßgerät „TF 1245“ zum direkten Messen von Kreislagefaktoren zwischen 5 und 1000 im Frequenzbereich von 1 kHz...300 MHz. Der Meßfehler ist im kleinsten Bereich ( $Q = 5...50$ )  $\pm 5\%$  bei 100 MHz und steigt bei 200 und 300 MHz auf 12% beziehungsweise 20% an.

### 5. Transistoren- und Röhrenmeßgeräte

► **Avo** — Der Transistor Analyser dieser Firma (Deutsche Vertretung: Amroh-Kauderer KG) gestattet Messungen an Transistoren in Emitterschaltung und ist ein direktanzeigendes, leicht zu bedienendes Mehrzweckinstrument, das sich auch für Messungen an transistorisierten Schaltungen eignet. Als Kollektorspannung sind 1,5, 3, 4,5, 6, 10 V oder äußere Spannungen bis zu 150 V einstellbar. Den Basisstrom liefert eine eingebaute Batterie in zwei Bereichen (0...1 mA und 0...40 mA). Der Kollektorstrom läßt sich bis zu einem Höchstwert von 1 A einstellen.

Außerdem wurde ein Röhrenkennlinien-Prüfgerät entwickelt, das Einzelangaben über fast jede Empfänger- oder Senderöhre hinsichtlich ihrer normalen Kennlinien liefert. Neben seiner Funktion als Kennlinien-Meßgerät eignet es sich auch noch zum schnellen Überprüfen, ob eine Röhre gut ist oder zum Ausschuß gehört. Das wird unmittelbar an einer entsprechend beschrifteten Skala angezeigt. Alle gebräuchlichen Heiz-, Anoden-, Gitter- und Schirmgitterspannungen sind einstellbar. Steilheiten bis zu 60 mA/V, Anoden- und Gitterströme bis 100 mA beziehungsweise 100  $\mu$ A sind direkt ablesbar. Gleichrichterröhren und Dioden werden bei voller Belastung mit einem Speicherkondensator von 8  $\mu$ F geprüft (Belastungsströme 1...180 mA).

\* Hall, H. P.: Orthonull — eine Anordnung zum Brückenabgleich. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) Nr. 1, S. 21-23



# Blende auf für Makrolon



In einem 20 Minuten-Farbtton-Film zeigen wir unter dem Titel „Makrolon — ein Bayer-Kunststoff“ die Verarbeitung und vielseitige Anwendung dieses ungewöhnlichen Kunststoffes aus Polycarbonat. Hier ist eine Szene aus diesem neuesten Bayer-Film. Das Bild zeigt den Einsatz von Makrolon in der Elektroindustrie. Dieser thermoplastische Kunststoff ist wegen seiner ausgezeichneten elektrischen Eigenschaften, der hohen Wärmebeständigkeit (bis  $+135^{\circ}\text{C}$ ), seiner Transparenz und hervorragenden Dimensionsstabilität für Fernsehscheiben bestens geeignet. Selbst härteste Stöße hält diese Scheibe aus, so daß Fernsehzuschauer künftig vor Impllosionen der Bildröhre geschützt sind. Fernsehscheiben aus Makrolon sind optisch einwandfrei und sparen Platz ein, da sie sehr dünnwandig verwendet werden können. Das ist aber nur eines von vielen Einsatzgebieten. Schreiben Sie uns bitte, wenn Sie an einer Kopie zur Vorführung des Makrolon-Filmes interessiert sind.

**FARBENFABRIKEN BAYER AG  
LEVERKUSEN**

**makrolon®**





# Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen . . . .

Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.



Fig. 1 Verstärkungscharakteristik

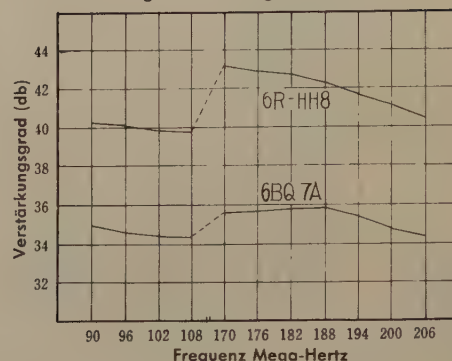
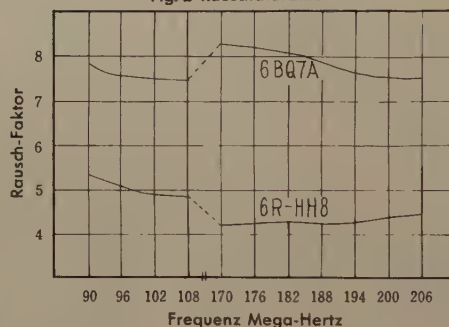


Fig. 2 Rauschcharakteristik



Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.



Automatisches Röhren-Prüfgerät



**Hitachi, Ltd.**

Tokyo Japan

Telegramm-Adresse: „HITACHY“ TOKYO



► **Elektro-Geräte-Bau Gustav Klein** — Mit dem transistorisierten „Transistortester“ kann man die wichtigsten Kenndaten eines Transistors, nämlich seine Restströme und seine dynamische Stromverstärkung, in genau derselben Weise messen, wie es die Transistorenhersteller tun. Die eingebaute Arbeitspunktautomatik stellt selbsttätig bei jeder Messung unabhängig vom Transistor den gleichen vorgewählten Arbeitspunkt ein. Dadurch ist das Gerät besonders zur Serienmessung von Transistoren bei der Qualitätskontrolle geeignet. Der Arbeitspunkt kann zwischen  $I_E = 0,5 \text{ mA}$  und  $3 \text{ mA}$  kontinuierlich eingestellt werden. Die Kollektor-Basisspannung ist von  $0...12 \text{ V}$  wählbar. Die Messung der dynamischen Kurzschluß-Stromverstärkung erfolgt in Emitterschaltung. Das Verhältnis  $h_{21e} = i_C/i_B$  wird direkt angezeigt.

## 6. Rauschfaktormeßgeräte

► **Ebauches** — Zur Messung des Rauschfaktors von NF-Transistoren kleiner Leistung dient das Rauschfaktor-Meßgerät „A 12 c“. Es ist voll-transistorisiert und mißt den Prüfling in Emitterschaltung, wobei der Arbeitspunkt zwischen  $U_{CE} = 0...10 \text{ V}$  und  $I_C = 0...3 \text{ mA}$  einstellbar ist. Der Anpassungswiderstand am Eingang ist  $1,5 \text{ k}\Omega$ , auf das Rauschen bezogen, und entspricht dem Mittel der üblichen Anpassung. Der Meßbereich ist  $0...32 \text{ dB}$ , der Meßfehler  $\pm 1 \text{ dB}$ .

► **Nordmende** — Das Rauschmeßgerät „RMG 324“ hat einen Generator für  $5...800 \text{ MHz}$  und gibt eine stetig einstellbare Rauschleistung bis maximal  $50 \text{ kT}_0$  ab. Der Innenwiderstand ist  $60 \Omega$ . Der eingebaute ZF-Verstärker erfaßt den Frequenzbereich  $35...38 \text{ MHz}$  und hat eine Verstärkung von  $> 5 \cdot 10^4$ , die kontinuierlich um  $10 \text{ dB}$  veränderbar ist.

## 7. Verschiedenes

► **Armstrong Whitworth** — Der UHF-Empfänger „UR 2“ ist zur Verwendung in Entfernungmeßsystemen vorgesehen und arbeitet im Frequenzbereich  $420...470 \text{ MHz}$ . Die ZF ist  $45 \text{ MHz}$ , die Bandbreite  $4,5 \text{ MHz}$ , die HF-Verstärkung etwa  $12 \text{ dB}$ , die ZF-Verstärkung etwa  $80 \text{ dB}$ . Der Empfänger hat  $25 \mu\text{V}$  Empfindlichkeit bei einem Signal-Rauschverhältnis von  $12 \text{ dB}$ .

► **Elektro Spezial** — Für Untersuchungen im Mikrowellengebiet hat Philips eine vollständige 8-mm-Meßanordnung herausgebracht, die aus folgenden Teilen besteht: 8-mm-Oszillator „PP 4200 Q“ (Klystron 55335 mit Halter), Einweg-Hohlleiter „PP 4420 Q“, einstellbares Dämpfungsglied „PP 4130 Q“, Breitband-Wellenmesser „PP 4300 Q“, Meßleitung „PP 4382 Q“, Anpassungsglied „PP 4270 Q“, T-Hybrid „PP 4050 Q“, angepaßter Abschlußwiderstand „PP 4170 Q“, abstimmbarer Gleichrichter-Meßkopf „PP 4222 Q“, einstellbarer Abschluß „PP 4260 Q“. Zur Verbindung der Bauteile dienen Flanschkupplungen „PP 4015 Q“, zur Speisung der ganzen Anordnung das Speisegerät „PP 4485“.

► **Vega** — Die von dieser Firma hergestellten transistorbestückten Wechselrichter arbeiten nach dem Prinzip des Schwingsystems mit zwei in Gegentakt geschalteten Transistoren und einem Steuertransformator. Die in diesem Steuerteil erzeugte Wechselspannung ist eine reine Rechteckspannung, die auf einen gewünschten Wert transformiert werden kann. Die Ausgangsspannung ist also nicht sinusförmig, sondern entspricht fast einer idealen Rechteckkurve. Durch Parallel- oder Serienschaltung sowie durch Kombination von Parallel- und Serienschaltung verschiedener Bauteile können die Transistor-Wechselrichter für verschiedene Betriebsspannungen und Ausgangsleistungen bemessen werden.

► **Wandel u. Goltermann** — Scheinwiderstands- und Anpassungsmessungen an Zwei- und Vierpolen (Antennen, Empfänger-Eingangsstufen, Leitungen) mit Hilfe üblicher, gerader Meßleitungen sind verhältnismäßig zeitraubend. Die Ringmeßleitungen mit oszillografischer Anzeige vereinfachen den Meßvorgang und bieten eine wesentliche Zeitersparnis. Ihre Meßgenauigkeit entspricht etwa der, die man normalerweise von den geraden Meßleitungen erwarten kann. Darüber hinaus besteht jedoch der Vorteil, daß man den Spannungsverlauf längs der Meßleitung am Sichtgerät ständig beobachten kann. Die Meßleitung ist zu einem Ring ausgebildet und wird von einer rotierenden Trommel 1350mal je Minute abgetastet. Als Abtastorgan dient eine Koppelschleife, die mit einem realen Widerstand abgeschlossen ist. Die Meßausgangsbuchse ist über eine kapazitive Drehkupplung angeschlossen. Zum Messen mit der Ringleitung verwendet man zweckmäßigerweise einen Meßempfänger, wie zum Beispiel den Typ „MV-1“ oder „UE-1“, das Sichtgerät „SG-1“ mit dem Sichtgerät-Einschub „SGE-4“ oder einen Oszillografen in Verbindung mit dem Impulzsatz „RMI-1“. Die beiden Ringmeßleitungen „RM-1“ und „RM-2“ haben  $50$  oder  $60 \Omega$  Wellenwiderstand und sind im Frequenzbereich  $300...3000$  beziehungsweise  $500...5000 \text{ MHz}$  verwendbar. Die abtastbare Länge ist  $53$  beziehungsweise  $33 \text{ cm}$ . Stehwellenverhältnisse sind bis zu  $1,07$  meßbar.

Als zeitsparende Kontrolleinrichtung für die Spulenfertigung wurde ein Windungszahlmeßgerät mit einem Meßbereich von  $1...10^6$  Windungen herausgebracht.

## Elektrische Messung nichtelektrischer Größen

### 1. Meßgeräte für Druck, Temperatur, Gewicht

► **Boekels** — Die elektronischen Bandwaagen lassen sich ohne zusätzlichen Platzbedarf in alle Förderbandanlagen einbauen. Lediglich eine Rollenstation wird als Wiegerollenstation auf die Wiegebrücke gesetzt. Die Belastung, die ein Massenelement während des Fördergangs auf die Wiegerolle ausübt, verläuft nach einer Dreieckskurve. Dabei senkt sich die Wiegerolle um einen dem Momentanwert der Belastung entsprechenden Wert ab. In der darunter befindlichen Meßdose entsteht eine wegproportionale Spannung. Eine Tachodynamomaschine liefert eine der Bandgeschwindigkeit proportionale Spannung, die mit der Spannung aus der Meßdose multipliziert wird. Das Produkt ist ein Maß für die Förderleistung, die durch ein eingebautes Meßinstrument angezeigt und mit einem Schreiber registriert werden kann. Durch Integrieren der Förderleistung erhält man die Fördermenge, die ein zurückstellbares Zählwerk anzeigt.

► **Heraeus** — Für die Druckmessung im Grobvakuumbereich werden Membran-Vakuummeter geliefert, von denen das „Televac VM-F“ besonders interessant ist. Bei diesem Gerät wird die Durchbiegung der Membrane (Kupferberyllium) nicht nur über ein mechanisches Hebelsystem auf einen Zeiger übertragen, sondern auch noch auf induktivem Wege auf ein Drehspeichersystem. Die Drehspeiche befindet sich in einem stabilisierten Wechselfeld. In der Drehspeiche wird eine Wechselspannung induziert, die von der Stellung der Spule im Magnetfeld und von der Durchbiegung der Membrane abhängig ist. Diese induzierte Wechselspannung wird über einen Verstärker einem elektrischen Meßinstrument zugeführt. Der Druckmeßbereich umfaßt  $670...0,1 \text{ Torr}$ .

Für verschiedene Temperaturbereiche zwischen  $-200$  und  $+2000^\circ \text{C}$  werden Thermoelemente aus Eisen-Konstantan, Nickelchrom-Nickel und Platinrhodium-Platin geliefert. Komplette Widerstandsthermometer stehen für Temperaturmessungen von  $-200...+750^\circ \text{C}$  zur Verfügung.

► **E. Marek** — Neu ist für diese Firma die Herstellung von Drehspeichersystemen zur Temperaturmessung mit Thermoelementen. Bemerkenswert ist der Typ „DT-25/3a“, Kl. 0,5, zur Messung der Leerlaufspannung mit Hilfe einer Spezialschaltung, die unbekannte oder veränderliche Zuleitungs- oder Elementenwiderstände auszugleichen gestattet. Zu diesem Zweck ist ein Drehwiderstand eingebaut. Die Doppelskala des Instrumentes ist in Grad C und Millivolt geeicht.

► **Pyro** — Zur Verwendung in Härte- und Glühanlagen, Glasschmelz- und Ziegeleieinrichtungen eignet sich das Gesamtstrahlungs-pyrometer „Pyro“ für Handgebrauch. Strahlungsempfänger und Anzeigegerät sind in einem gemeinsamen staubdichten Gehäuse untergebracht. Bei  $1 \text{ m}$  Meßentfernung muß die strahlende Fläche wenigstens  $4 \text{ cm}$  Durchmesser erreichen. Das Gerät wird für verschiedene Meßbereiche zwischen  $300$  und  $2000^\circ \text{C}$  geliefert.

Eine wertvolle Ergänzung ist das neue, hochempfindliche Gesamtstrahlungspyrometer „Pyrola“, das nicht in Temperaturgraden, sondern in  $\text{kcal m}^{-2} \text{ h}^{-1}$  geeicht ist. Es zeigt an Stelle der auf den schwarzen Körper bezogenen Temperatur die vom Meßgerät abgestrahlte Wärmemenge, das heißt die Strahlungsverluste, an. Bei  $1 \text{ m}$  Entfernung ist ein Minstdurchmesser der Strahlungsfläche von  $10 \text{ cm}$  erforderlich. Der Meßbereich ist  $500...8000 \text{ kcal m}^{-2} \text{ h}^{-1}$ .

► **Schenck** — Elektronische Waagen gehören seit Jahren zum Fertigungsprogramm dieser Firma, die auf ihrem Stand eine Reihe von Modellen zeigte, wie zum Beispiel eine stationäre Gießpfannenwaage und eine Behälterwaage. Weiter war ein Standard-Kranhaken mit eingebauter Kraftmeßdose für  $8 \text{ t}$  Tragfähigkeit zu sehen. Ein Demonstrationsmodell veranschaulichte den Betrieb an einer Gießerei-Krananlage, bei der mit der Wiegeeinrichtung das Nettogewicht der Gießpfannenfüllung bestimmt wird. Von der Gewichtsabnahme beim Gießen ausgehend, ermittelt man die Gießgeschwindigkeit in  $\text{kg/min}$ , durch deren Kenntnis man einen gleichmäßigen Guß erreichen kann. Der jeweilige Stand der Pfannenfüllung wird digital angezeigt.

► **Siemens** — Um ständig sich wiederholende Wiegevorgänge automatisch ablaufen lassen und gleichzeitig auch die Schicht- oder Tagesleistung ermitteln zu können, wurde eine automatische Gattierwaage mit Durchsatzmeßeinrichtung entwickelt. Weil solche Anlagen auch unter rauen Bedingungen betriebssicher und mit hoher Genauigkeit arbeiten müssen und da außerdem automatisches Trieren, Summieren und Subtrahieren gefordert wird, werden als Meßgeber Kraftmeßdosen mit Dehnungsmeßstreifen ( $0,1\%$  Meßfehler und bis  $50\%$  überlastbar) und als Anzeiger nachgeschaltete Kompensationsmeßinstrumente verwendet. Zu diesen günstigen mechanischen Eigenschaften kommt noch hinzu, daß die Kennlinie der Kraftmeßdosen streng linear verläuft, so daß man mit Hilfe entsprechender Meßschaltungen und Instrumente automatisch trieren, summieren und subtrahieren kann. Die Siemens-Anlage arbeitet nach dem Kompensationsmeßverfahren, bei dem die Meßwerte sowohl analog als auch digital zur Verfügung stehen.



Zum nahezu weglosen Messen von Auflagekräften und von Gas- und Flüssigkeitsdrücken sind elektrische Kraftmeßdosens (0,1...500 t) und Manometer (1...3500 kp/cm<sup>2</sup>) lieferbar, die nach dem magnetoelastischen oder nach dem Dehnungsmeßstreifenprinzip arbeiten. Die Meßfehler sind 1,5% beziehungsweise 1%.

► **Signal-Anlagen Peter Brückes** — Neben Thermodrähten aus Eisen, Konstantan, Nickelchrom, Nickel, Platinrhodium und Platin zur Herstellung von Thermopaaren nach DIN 43710 liefert diese Firma auch Schutzrohre und Widerstandsthermometer einschließlich des Zubehörs.

► **vibro-meter** — Die Miniatur-Lastmeßzelle „5-10“ enthält einen Quarz und ist für Druckkraftmessungen zwischen 5 g (Ansprechempfindlichkeit) und 2500 kg bestimmt. Die Eigenfrequenz liegt oberhalb von 100 kHz, und die Abweichungen von der Linearität sind kleiner als 0,1%. Im Bereich von  $\pm 100^\circ\text{C}$  bleibt der Temperatureinfluß unter 1%.

Der maximale Druck in Verbrennungsmotoren ist mit dem Spitzen-druckmesser „AKRO-Test“ von Kistler meßbar. Im Bereich von 0 bis 150 atü wird 1% Meßfehler nicht überschritten. Der Meßwert kann direkt abgelesen werden.

► **Withof** — Zur Überwachung des in einem Silo eingelagerten Getreides ist es erforderlich, die Temperatur in regelmäßigen Abständen zu messen. Die dabei festgestellte Temperaturerhöhung ist ein Maß für die Güte des lagernden Korns. Ein gleichmäßiger Temperaturanstieg von nicht mehr als 1,5° je Monat ist bei guter Lagerung als normal anzusehen. Ein allgemeiner oder auch nur örtlich auftretender schneller Anstieg ist ein Zeichen für die Bildung von Störungsherden. Zur Messung der Temperatur ist in dem Trageisil, das an der Silodecke befestigt ist, ein Meßkabel mit eingeflochtenen Meßwiderständen enthalten. Die Widerstände bestehen aus Platin mit 100  $\Omega$  bei 0°C und einem Temperaturkoeffizienten von  $3,85 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ . Eine Temperaturänderung hat eine Widerstandsänderung des Platins zur Folge, und diese Widerstandsänderung bewirkt einen Zeigerausschlag am Anzeigeelement. Sehr wichtig ist dabei der Meßstellenabstand, der erfahrungsgemäß zwischen 3,5 und 7 m liegen sollte.

## 2. Meßgeräte für Drehzahl, Geschwindigkeit, Beschleunigung

► **AEG** — Zum Messen und Beobachten schneller Bewegungsvorgänge mit periodischem oder aperiodischem Ablauf wurden die Lichtblitz-Stroboskope „LBS 140“ und „LBS 250“ entwickelt. Als Lichtquelle dient eine Xenon-Blitzlampe, die in eine Handleuchte eingebaut ist; ein 1,5 m langes Kabel stellt die Verbindung her. Dadurch ist es möglich, die Lampe in die günstigste Lage zum Objekt zu bringen. Der Frequenzbereich des Typs „LBS 140“ geht bis 320 Hz, die mittlere Beleuchtungsstärke liegt bei 40 lx. Mit dem Typ „LBS 250“ lassen sich in fünf Bereichen Frequenzen bis 1000 Hz messen. Die mittlere Beleuchtungsstärke liegt bei diesem Gerät zwischen 100 und 700 lx.

► **Armstrong Whitworth** — Für zahlreiche Anwendungen, bei denen ein Gleichstromgeber nur innerhalb weniger Winkelgrade zu arbeiten braucht, wurden Drehzahlgeber für begrenzte Winkel gebaut. Der in Buchsenlagern laufende Rotor ist ein Hochleistungs-Dauermagnet und dreht sich in einem Weicheisenstator. In der Nullage (Mittellage) schließen sich die Feldlinien über die Polschuhe, ohne die Generatorschleife zu durchsetzen. Beim Herausdrehen aus der Nullage verringert sich der Fluß in den Statorpolen und steigt dafür im Eisenkern der Spule an. Die maximale Auslenkung aus der Nullage ist  $\pm 15^\circ$ , die Empfindlichkeit 5 Volt je Grad je Sekunde.

► **Erni** — Das „Speedometer“ ist ein Geschwindigkeitsmeßgerät mit digitaler Anzeige und beruht auf der Zeitmessung für eine Wegstrecke von 2 m. Ein hochstabiler Quarzoszillator erzeugt Schwingungen, die in einem Frequenzteiler in die gewünschte Meßfrequenz verwandelt werden und von dort über eine Torschaltung auf den Speicher gelangen. Die gespeicherte Information wird in einem Umrechner umgeformt und auf das digitale Anzeigegerät gegeben. Bei Überschreitung einer voreingestellten Geschwindigkeit erfolgt optische oder akustische Alarmauslösung. Das „Speedometer“ zeigt nur ganzzahlige Werte zwischen 30 und 99 km/h an. Bei nicht ganzzahligen Werten wird automatisch eine Impulsergänzung (Wiederanlauf) eingeleitet, so daß der nächst kleinere ganzzahlige Wert zur Anzeige gebracht wird. Bei einer effektiven Geschwindigkeit von beispielsweise 60,8 km/h zeigt das Gerät also 60 km/h an. Bei Geschwindigkeiten von mehr als 100 km/h oder weniger als 29 km/h leuchten Signallampen auf. Die Speisung erfolgt aus einer 12-V-Batterie, die einen Leistungsbedarf von etwa 40 W zu decken hat.

► **General Radio** — Auf dem Stand dieser Firma war auch das Stroboscotac „1531-A“, ein stroboskopischer Tachometer, zu sehen, der mit einer in Zusammenarbeit zwischen Edgerton, Germeshausen & Grier, Inc., und General Radio neuentwickelten Stroboscotron-Lampe ausgerüstet ist. Der Lichtblitz ist weiß und gibt einen größeren Kontrast als das bisherige Rot. Außerdem läßt er die Objekte in ihren natürlichen Farben erscheinen. Die höhere Lichtintensität gestattet Anwendung auch bei normaler Raumbeleuchtung und läßt sogar Teile im Innern von Maschinen beob-

achten. Die verkürzte Blitzdauer ermöglicht eine Vergrößerung der Geschwindigkeit für die betrachteten Objekte.

Als Oszillator dient eine frei laufende, amplitudenempfindliche bistabile Schaltung. Die Frequenz wird von einer Widerstands-Kapazitätskombination im Eingang und von einer veränderbaren Gleichspannung bestimmt. Die Einstellung der Blitzfrequenz geschieht mit einem Potentiometer, das diese Gleichspannung ändert. Das Gerät hat drei direkt ablesbare Meßbereiche, und zwar 110...690, 670...4170 und 4000...25000 U/min. Die Messung ist auf 1% genau.

► **Heinrich C. Kosmeier** — Zur berührungslosen Drehzahlmessung dient das in U/min geeichte elektronische Drehzahlmeßgerät „Tourenfix“. Von einer im Meßkopf eingebauten Lichtquelle wird ein Lichtstrahl auf das mit optischen Kontrasten markierte, umlaufende Meßobjekt projiziert. Der reflektierte Lichtstrahl gelangt in eine neben der Lichtöffnung befindliche Photodiode. Die Anzahl der von einer Zählleinrichtung gezählten Lichtimpulse ist ein Maß für die gemessene Drehzahl. Das Gerät ist für 0...3000, 0...10000, 0...30000 und 0...100000 U/min umschaltbar. Der maximale Anzeigefehler ist  $\pm 1\%$ .

► **Jaquet** — Volltransistorisierte digitale Meßgeräte für Drehzahl (bis 99999 U/min), Drehzahldifferenz (bis 9999 U/min), Drehzahlverhältnis (bis 99,9) und Schlupf (bis 99,9%) mit 40 mm hohen Ziffern stehen in den Typen „DMF“, „DMD“, „DMR“ und „DMS“ zur Verfügung. Als Geber eignen sich besonders Polräder und elektromagnetische Geber. Wegen der hohen Eingangsempfindlichkeit (Eingangsspannung 50 mV bis 50 V) kann man auch andere Impulsgeber verwenden, die nach dem induktiven oder photoelektrischen Prinzip arbeiten.

► **Novotechnik** — Die neueste Entwicklung auf dem Gebiete der Messung und Registrierung von Bewegungsgrößen ist das Flug- und Fahrgeschäftsmeßgerät „U 101“, das als Einbaugerät für Land-, See- und Luftfahrzeuge geliefert wird. Es enthält drei Kreisel und gestattet beispielsweise, Beschleunigungen in den drei Richtungen zu messen und die dazugehörigen Winkel anzugeben.



► **Schindler** — Auch diese Firma hat ein digitales Drehzahlmeßgerät, den Typ „TZE 05.32.99“, herausgebracht, dessen maximale Zählfrequenz 100 kHz ist. Bei Verwendung von Impulsgebern mit 60 Imp/U ergibt sich ein Drehzahlmeßbereich bis 100000 U/min. Die maximale Abweichung der eingebauten Zeitbasis ist  $10^{-5}$ . Anschluß eines Schreibers oder anderer Registriergeräte ist möglich.

► **Smiths** — In Verbindung mit einer Tachodynamomaschine, zum Beispiel Typ „M“, kann man mit dem elektronischen Tachometer Drehzahlen bis zu 12000 U/min messen. Das in U/min geeichte Drehspulinstrument hat bei 100 mA Vollausschlag und ist durch eine Sicherung gegen Überströme geschützt.



► **VDO** — Die transistorisierten Drehzahlmesser dieser Firma kann man sehr leicht in jeden Serienwagen mit Ottomotor einbauen sowie für Industriemotoren und Bootsmotoren verwenden. Die Messung erfolgt elektronisch durch Zählung der Zündfunken.

► **vibro-meter** — Zur Messung von Beschleunigungen dienen zwei Beschleunigungsmesser, der Miniatur-Typ „8-02“ und der Standard-Typ „8-12“. Beide arbeiten im Temperaturbereich  $-250 \dots +350^\circ\text{C}$ , sind statisch einbaufähig und dank der Verwendung von Quarzen so genau und zuverlässig, daß man sie auch als Beschleunigungsnormale verwenden kann. Im Frequenzbereich von 0...20 kHz sind Beschleunigungen von 0,01 bis 20000 g meßbar.

## 3. Durchfluß- und Strömungsmesser

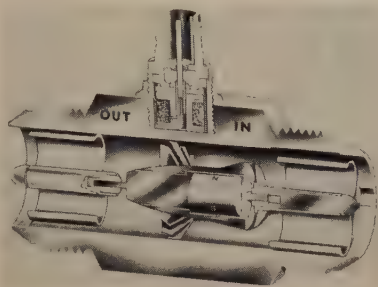
► **Armstrong Whitworth** — Die Hochdruck-Durchflußmesser dieser Firma waren zunächst nur für die hydraulischen Anlagen in Flugzeugen



bestimmt und stehen nun auch für allgemeine Anwendungen zur Verfügung. Der Meßteil besteht aus einem von der Strömung durchflossenen Gehäuse, in dem ein konischer Stift sitzt, der von einer Feder in eine Öffnung gedrückt wird. Die durchströmende Flüssigkeit wirkt der Federkraft entgegen und verschiebt den Stift in Abhängigkeit von der Durchflußmenge. Die Stüßbewegung wird über ein abgeglichenes Brückensystem mit Hilfe eines Potentiometers auf das Anzeigergerät übertragen. Die Typen „AWE 101-1“ und „AWE 101-2“ erfassen die Meßbereiche 0,5...5 und 1...10 gpm (Gallonen je Minute) und arbeiten bei Temperaturen zwischen 0 und 100° C. Der maximale Druck in der Leitung kann bis zu 3000 psi (englische Pfund je Quadratzoll) sein. Das Gerät ist sowohl für Batteriebetrieb als auch für Netzanschluß geeignet.

Neu ist auch der Miniatur-Strömungsmesser „AWE 176-1“ zur Messung sehr kleiner Strömungsgeschwindigkeiten in Wasser. Der Meßbereich erstreckt sich von 1,27 mm/s...1,5 m/s. Als Meßkopf dient ein PVC-Rotor mit 5 Schaufeln, der sich mit seiner Wolframachse in zwei konischen Steinlagern leicht drehen kann. Die Lager befinden sich in einem offenen Rahmen, der an einem Stahlrohr befestigt ist. Aus diesem Strahlrohr ragt ein Golddraht so heraus, daß der Abstand zwischen ihm und der Spitze der Rotorschaukel nur 0,1 mm ist. Über eine Koaxialleitung ist der Golddraht mit einer elektronischen Meßeinrichtung verbunden. Golddraht und Rahmen bilden den einen Zweig einer Wheatstoneschen Meßbrücke, die ein 10-kHz-Oszillator speist. Die Brücke ist abgeglichen, wenn die Schaufeln den größten Abstand vom Golddraht haben. Jedes Mal, wenn eine der Schaufeln sich unter dem Golddraht vorbeibewegt, wird die Brücke verstimmt, und eine elektronische Zählereinrichtung gestattet, daraus die Strömungsgeschwindigkeit zu ermitteln.

► *De Havilland* — Das „Pottermeter“ ist ein lagerloses Präzisions-Durchflußmeßgerät, bei dem das turbinenartige Schaufelrad von der kinetischen Energie der gemessenen Flüssigkeit in axialem Gleichgewicht gehalten wird. Das Bild zeigt den in das Schaufelrad eingebetteten Magneten, der bei jeder Umdrehung eine Sinusschwingung in der darüber befindlichen Spule induziert. Mit Hilfe eines elektronischen Zählgerätes kann man auf diese Weise die Durchflußmenge messen. „Pottermeter“ arbeitet im Temperaturbereich — 270...820° C, können für alle Flüssigkeiten verwendet werden und sind auch für Gase lieferbar. Sie werden für alle gebräuchlichen Rohrdurchmesser hergestellt und erfassen Durchflußmengen zwischen 30 l/h und 10000 m³/h. Der absolute Meßfehler ist maximal 0,5%.



#### 4. Elektrochemische Meßgeräte

► *Agfa* — Zur laufenden Messung und Registrierung der Konzentration wäßriger Lösungen, wie zum Beispiel zur Überwachung des Trinkwassers oder zur Kontrolle des Kesselspeisewassers, eignet sich der Titrigraph „9014“. Der Umschlagpunkt beim Titrieren wird durch elektrochemische Meßfühler bestimmt. Aus einem Überlaufgefäß läuft die zu untersuchende Lösung (Meßlösung) über eine Kapillare und eine Mischstrecke in zeitlich konstantem Strom in das Meßgefäß. In der Mischstrecke wird eine Lösung bekannter Konzentration (Maßlösung) hinzugesetzt. Auch diese Maßlösung fließt über eine Kapillare. Ihre in der Zeiteinheit zufließende Menge wird durch den Luftdruck im Vorratsgefäß bestimmt. Der Sollwert des Potentials am Meßfühler (handelsübliche Einstab-Meßketten mit Normschliff NS 14,5 verwendbar) wird durch Handtitration aus der Titrationskurve ermittelt und dann am Titrigraphen eingestellt. Schaltet man das Gerät ein, dann wird zunächst das Potential am Meßfühler vom Sollwert abweichen. Die Potentialdifferenz bewirkt dann über den Verstärker eine Änderung des Luftdrucks über der Maßlösung mit Hilfe eines Präzisionsdruckreglers. Dadurch ändert sich die in der Zeiteinheit zufließende Menge der Maßlösung so lange, bis die Potentialdifferenz verschwindet und damit der Titrationspunkt erreicht ist.

► *Elektro Spezial* — Die neu in das Vertriebsprogramm aufgenommenen Leitfähigkeitsmeßbrücken sind in zwei Ausführungen lieferbar (Laborausführung „PR 9501“ und Schalttafelausführung „PR 9502“) und arbeiten wahlweise mit einer 80- oder 100-Hz-Brückenspeisung. Ein besonderer Vorteil ist die Möglichkeit der Eichierung der Zellenkonstanten in die Skala. Es können dann die jeweils gemessenen spezifischen Leitfähigkeiten direkt am Gerät abgelesen werden. Neben Leitfähigkeitsmessungen sind auch konduktometrische Titrations durchführbar.

► *Klees* — Das Standard-Präzisions-Coulometer „SPC“ ist ein Stromintegrator mit Datenrechner zur Umrechnung der Analyseergebnisse in Milligramm oder Prozent der Substanzmenge und mit eingebautem Titrierautomaten für automatische Arbeitsweise. Der Grundgedanke der

coulometrischen Meßverfahren ist die elektrolytische Erzeugung von Reagenzien, die als Titer verwendet werden können. Nach dem Faradayschen Gesetz entspricht die Menge der erzeugten Titersubstanz einer verhältnismäßigen Elektrizitätsmenge. Der Elektrolysestrom ist bei diesem Gerät von 0...800 mA stufenlos einstellbar. Die digitale Anzeige erfolgt bei der ersten Dekade elektronisch-optisch, bei der zweiten bis sechsten elektromechanisch. Der maximale Meßfehler ist  $\pm 2\%$ . Das Gerät ist auf zwei Bereiche umschaltbar, die für Mikro- und Ultramikro-Anlagen spreizbar sind, und verfügt über eine neuartige, trägeheitslose Endpunkterfassung mit selbsttätiger Abschaltung des Stromintegrators.

Ein weiteres Präzisions-Coulometer ist der Typ „PC 1“ für wissenschaftliche Untersuchungen, das mit einer pH-Schalteneinheit für automatische Arbeitsweise ausgerüstet werden kann. Die digitale Anzeige erfolgt elektronisch mit fünf Dekaden.

► *Siemens* — Im Dauerbetrieb von pH-Gebern bei der Neutralisation von Abwässern oder in Enthärtungsanlagen setzt sich vor allem bei schmutzigen Gewässern oder Lösungen mit kolloidalen Niederschlägen mit der Zeit ein Belag auf die Elektroden, der die pH-Anzeige verfälscht. Um auch derartige Lösungen im Dauerbetrieb messen zu können, wurde ein pH-Durchlaufgeber mit selbsttätiger Elektrodenreinigung entwickelt, bei dem ein motorisch angetriebener Wischer die Oberfläche der Glaselektrode alle 20 Sekunden reinigt. Die Meßflüssigkeit tritt von unten in den Geber ein und fließt seitlich ab, so daß sich dadurch keine Ablagerungen im Durchlaufgefäß bilden können.

#### 5. Gasanalysatoren und spektrale Meßgeräte

► *Hartmann & Braun* — Zur Messung des Gehaltes der Luft an gesundheitsschädlichen Gasen in Fabrikräumen, Bunkern, Tunneln oder an besonders verkehrsreichen Straßenkreuzungen dient der Infrarot-Gasanalysator „URAS 1“. Interessant ist dabei die Höchstkonzentration, die für den Menschen bei täglich achttündiger Inhalation garantiert unschädlich ist. Dieser Wert wird für Gase und Dämpfe in Anlehnung an amerikanische und englische Praktiken in ppM (parts per Million; 1 ppM =  $10^{-4}$  Vol%) oder in mg/m³ angegeben. Die aus einer Leckstelle austretenden Gase und Dämpfe verteilen sich nicht sofort gleichmäßig über den gesamten Raum, so daß man im allgemeinen im Innern eines Raumes zwei bis sechs Schnüffelfstellen anordnet, die nacheinander überwacht werden. Als Meßgrundlage dient die Absorption bestimmter, für die einzelnen Gase spezifischer Wellenlängen im infraroten Strahlenbereich. Die von der Konzentration der Meßkomponente abhängige Schwächung wird von einem selektiv wirkenden Empfänger gemessen. Die Schaltung ist so aufgebaut, daß beim Überschreiten eines eingestellten Wertes elektrische oder akustische Signale gegeben werden können.

► *Honeywell* — Als neues Gerät zur Flammenüberwachung wurde der Typ „Ultra-Vision C 7012 A“ vorgestellt, der auf UV-Licht im Bereich von 2000...2600 Å anspricht. Er enthält eine UV-empfindliche gasgefüllte Röhre mit ausgekleideter Innenwand, die als Katode wirkt — die Anode befindet sich in der Mitte der Röhre —, und einen Verstärker. Die Röhre ist nur für einen kleinen Bereich des UV-Lichts empfindlich, das das Gas ionisiert und die Röhre leitend macht. Da die Röhre auch nach Aufhören der UV-Bestrahlung weiter leitend ist, muß man die Röhre periodisch löschen, wenn man sicher sein will, ob die Strahlung noch besteht oder nicht. Mit Hilfe eines geeigneten Löschkreises erreicht man, daß die Röhre beim Auftreffen von UV-Licht maximal 20 Zählungen je Sekunde macht. Da die Röhre weder sichtbares Licht noch infrarote Strahlen oder UV-Strahlen kleinster Energie erfaßt, ist die Rückstrahlung heißer Kesselwände ohne Einfluß. Die Empfindlichkeit ist so abgestimmt, daß nur Flammen und elektrische Zündfunken wahrgenommen werden.

► *Sigris* — Zu kontinuierlichen Farb- und Trübungsmessungen wurde ein Photometer herausgebracht, dessen Meßwerte reproduzierbar sind. Der Strahl einer Lichtquelle wird in zwei parallele Teilstrahlen zerlegt, von denen einer die Meßküvette durchleitet, der andere durch eine Blende automatisch nach der Nullmethode soweit abgeblendet wird, daß beide Lichtzweige die gleiche Lichtmenge auf eine Photozelle bringen. Der Meßwert hängt also nur von der Einstellung der Blende ab und nicht von der Helligkeit der Lampe, der Empfindlichkeit der Photozelle oder dem Verstärkungsgrad des verwendeten Verstärkers. Für Farbmessungen stehen zwei Meßbereiche, 366...550 mμ und 550...950 mμ, sowie 17 Farbfilter mit je 30 mμ Bandbreite und einem jeweiligen Absorptionsmaximum zwischen 366 und 950 mμ zur Verfügung. Der Trübungsbereich erstreckt sich von  $2 \cdot 10^{-6}$ ... $6 \cdot 10^{-2}$  absolute Einheiten (Zeiss'sche Einheiten). Die kleinste meßbare Trübung ist 0,1 g Kieselgur je Liter (0,1 ppM). Die Meßzellen bestehen aus Messing mit Kunstharzüberzug oder aus rostfreiem Stahl, eventuell mit Silberauskleidung.

► *Smiths* — Die Forderung nach einem billigen und doch genau arbeitenden Rauchmelder hat zur Entwicklung eines einfachen Gerätes geführt, das die Lichtabsorption durch Festkörper ausnutzt. Ein Lichtstrahl wird quer zum Rauchgaskanal auf eine Halbleiter-Photozelle gerichtet, die den Meßkreis speist. Mit einem Potentiometer kann man das System bei rauchlosem Abzug auf den Verdunkelungswert Null einstellen.



# Hewlett-Packard

## Oszillographen 0...1000 MC

**Modell 185 A / 187 B – 0... 1000 MHz**  
 Neuartige Schaltungstechnik ermöglicht Abbildung auf lichtstarker 13-cm-Kathodenstrahlröhre von kürzesten repetierenden, auch nichtperiodischen Impulsen, die Bandbreiten bis zu 1000 MHz zur Übertragung erfordern. Anstiegszeit kleiner als 0,45 ns. Empfindlichkeit 3 mV/cm bis 200 mV/cm. Zeitablenkung 0,1 ns/cm bis 0,1  $\mu$ s/cm. Zweistrahlauzeichnung. Grundgerät 185 A. DM 9173.– o. Zoll / DM 10 307.– m. Zoll. Einschub 187 B. DM 4631.– o. Zoll / DM 5203.– m. Zoll.



Modell 185 A

**Modell 150 A – 0... 10 MHz**  
 Universell verwendbarer Oszillograph grosser Präzision. Viele Einschübe: Zweikanalverstärker, Differentialverstärker, Spannung/Strom-Zweikanalverstärker, Breitbandeinschub für hohe Verstärkung. Vertikalempfindlichkeit je nach Einschub ab 1 mV/cm bis zu 50 V/cm. Zeitablenkung 0,02  $\mu$ s/cm bis 15 s/cm. Dehnung bis zu 100fach. Zweistrahlauzeichnung. Grundgerät 150 A. DM 5094.– o. Zoll / DM 5723.– m. Zoll. zusätzlich Einschubverstärker.



Modell 150 A

**Modell 130 B / BR\* – 0... 300 kHz**  
 NF-Oszillograph höchster Qualität. Mit automatischer Triggereinrichtung. Gleiche Horizontal- und Vertikalverstärker ab 1 mV/cm bis 125 V/cm. Zeitablenkung 1  $\mu$ s/cm bis 12,5 s/cm. Dehnung bis 5fach. Preis 130 B. DM 3038.– o. Zoll / DM 3415.– m. Zoll.



Modell 120 A

**Modell 160 B / BR\* – 0... 15 MHz**  
 Entspricht den Normen der US-Streitkräfte hinsichtlich Stoss, Vibration, Feuchtigkeit und Temperatur. Vertikalempfindlichkeit ab 20 mV/cm. Horizontalempfindlichkeit 0,1 V/cm bis 10 V/cm. Zeitablenkung 0,02  $\mu$ s/cm bis 5 s/cm. Dehnung bis zu 100fach. Einstellbare Verzögerung der Zeitablenkung (Einschub). Zweistrahlauzeichnung. Grundgerät 160 B. DM 8566.– o. Zoll / DM 9625.– m. Zoll. zusätzlich Einschubverstärker.

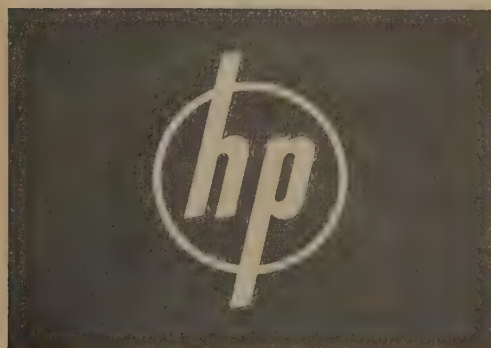
**Modell 122 A / AR\* – 0... 200 kHz**  
 Zweistrahlauzeichnung auch in der niedrigen Preisklasse. Vertikalzwillingsverstärker. Empfindlichkeit 10 mV/cm bis 100 V/cm. Zeitablenkung 5  $\mu$ s/cm bis 200 ms/cm. Zeitdehnung vergrössert den Bereich bis 1  $\mu$ s/cm. Automatische Triggereinrichtung. Preis 122 A. DM 2922.– o. Zoll / DM 3284.– m. Zoll.

**Modell 120 A / AR\* – 0... 200 kHz**  
 Für Betrieb und Labor. Automatische Triggereinrichtung. Interne und externe Synchronisation. Zeitablenkung von 5  $\mu$ s/cm bis 0,5 s/cm mit 5fachdehnung. Geeichte Vertikalverstärker 10 mV/cm bis 100 V/cm (stabilisiertes Netzteil). Driftfreie Aufzeichnung macht das Gerät für photographische Registrierung besonders geeignet. Preis 120 A. DM 2033.– o. Zoll / DM 2285.– m. Zoll.

Änderungen vorbehalten / Preise ab Frankfurt a. M.

Zahlreiche -hp-Geräte werden nun im neuen deutschen Werk Hewlett-Packard GmbH in Böblingen bei Stuttgart hergestellt. Qualitätsarbeit, modernste Produktionsmethoden sowie gründliche Fachkenntnisse deutscher Arbeitskräfte garantieren Ihnen Geräte von höchster Leistung zu angemessenen Preisen.

Wir beraten Sie gerne bei Ihrem Messproblem und stehen auch für andere technische Auskünfte und Gerätevorführung jederzeit zur Verfügung.



# Hewlett-Packard

Vertriebsgesellschaft m. b. H.

Frankfurt am Main Technisches Verkaufsbüro und Kundendienst  
 Sophienstrasse 8, Telefon 77 31 75 u. 77 94 25  
 HPSA - 3B - 428

weltweit bewährt



## 6. Verschiedenes

► **Honeywell** — Die Schwimmbassin-Alarmanlage „R 7099 A“ besteht aus einem Unterwassermikrofon in Spezialgehäuse mit Zuleitung und einem transistorisierten Alarmgerät und dient zur Überwachung wassergefüllter Schwimmbassins. Bei sachgemäßem Einbau löst schon ein ins Wasser fallender Stein durch seine Druckwelle ein akustisches Signal aus, das nur von Hand wieder abgeschaltet werden kann. Der Verstärker im Alarmgerät spricht auf einen vorher eingestellten Frequenzbereich an, so daß beispielsweise niedrige Frequenzen, die außerhalb des Bassins entstehen, nicht erfaßt werden. Seine Ansprechfrequenzen sind so einstellbar, daß bereits ein von Hand verursachtes Plätschern im Wasser einen Alarm auslöst.

► **Linseis Prüfgerätebau** — Für das Dilatometer (Ausdehnungsmeßgerät) „L 155“ bestehen viele Anwendungsmöglichkeiten; man kann beispielsweise den linearen Wärmeausdehnungskoeffizienten von Materialien feststellen, die man bei bestimmten Temperaturen zusammen verwenden will. Die Meßeinrichtung ist entweder ein Quarz- oder Sintertonerde-Meßsystem, bestehend aus einem Aufnahmerohr für den Prüfkörper und einem Stempel, der in dem waagrecht angeordneten Rohr vom Prüfkörper bewegt wird. Da bei der üblichen Führung die Reibung des Stempels im Rohr vor allem bei der Sintertonerde-Ausführung zu große Werte annehmen würde, wird dieser Stempel durch einen Metallführungsstift aufgenommen, der sich in Kugellagern fast reibungslos bewegt. Dieser Stempel drückt auf den zur Aufnahme der Längsbewegung dienenden induktiven Aufnehmer, dessen Spannungsabgabe sich linear mit der Längsverschiebung ändert. Zur Aufheizung stehen verschiedene Öfen zur Verfügung, und zwar solche mit Kanthaldrahtwicklung für 1100° C und 1320° C, mit SiC-Heizrohr für 1550° C und ein Hochtemperaturofen für 1800° C mit Rhodiumband.

► **Vega** — Zur Inhaltsfernanzeige von leitenden oder nichtleitenden Flüssigkeiten oder Schüttgütern in Behältern jeder Art kann man den elektronischen Füllstand-Fernanzeiger „Vegamet RE 82.01“ einsetzen, der aus dem Meß- und Anzeigegerät mit Stromversorgung in spritzwasser- und staubgeschütztem Gehäuse und einer Meßelektrode besteht. Beim Füllen oder Entleeren eines Behälters entsteht infolge dielektrischer Veränderung an der Meßelektrode ein lineares Spannungsgefälle, das mittels eines stabilisierten Spezialverstärkers zur Füllstand-Anzeige ausgewertet wird. Für verschiedene Anwendungen gibt es eine Reihe von Elektroden, zum Beispiel blanke Stabelektroden für trockene, nichtleitende Schüttgüter oder Flüssigkeiten sowie Seilelektroden für weite und große Bunker, bei denen das Füllgut zu starken Ansätzen an den Wänden neigt.

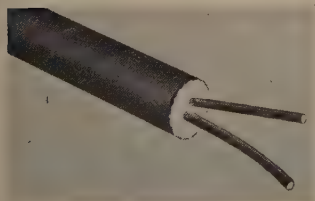
Der Vegamet „92.01“ ist vorzugsweise für die Behälterstandsanzeige von Öl- und Treibstofftanks entwickelt worden, kann aber auch für alle solche Stoffe verwendet werden, die ähnliches dielektrisches Verhalten zeigen.

► **vibro-meter** — Zur Markierung und Ablesung des Kurbelwinkels bei Verbrennungsmotoren eignet sich das Kurbelwinkelmarkiergerät. Jeder beliebige Winkelgrad kann mit dem Fernbedienkästchen „SB-2/A“ gewählt werden und erscheint dann automatisch als Dunkelpunkt an der entsprechenden Stelle im Druckdiagramm. Umgekehrt kann man Erscheinungen im Druckdiagramm (Zündverzögerung, Druckanstieg) in ihrer Zugehörigkeit zur Kurbelwinkelposition sofort bestimmen.

## ANGEWANDTE ELEKTRONIK

### Mantel-Miniatur-Thermoelemente für flüssigen Stahl

Um die Temperatur einer Stahlschmelze messen zu können, hat **Philips** ein ummanteltes Miniatur-Thermoelement herausgebracht, das aus Platin-Rhodium-Platin besteht. An dem einen Ende des Thermoelements werden die Drähte freigelegt und einem Milli-



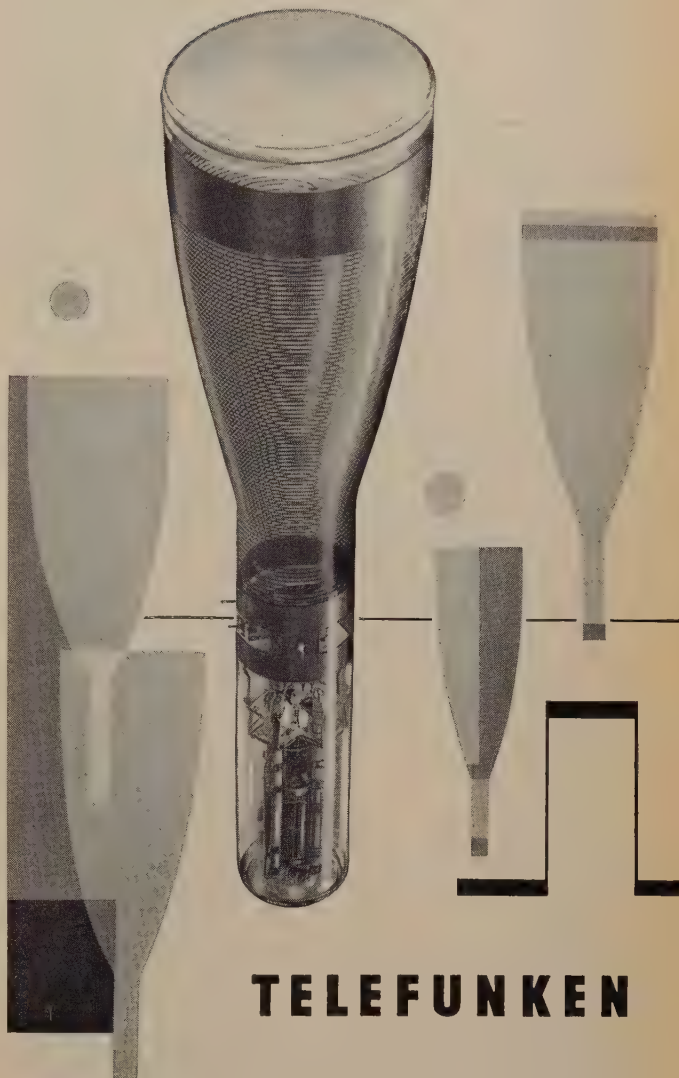
voltmeter hoher Eingangsimpedanz oder einem Kompensator zugeführt, während man das andere Ende ein kleines Stück (5...10 mm) in die Schmelze eintauchen läßt. Dabei schmilzt der Metallmantel (Nickel oder eine Nickellegierung), wobei jedoch die Isolationschicht (Magnesiumoxyd) unverändert bleibt. Durch die Schmelze werden die Thermoelemente am äußeren Ende miteinander verbunden, und es entsteht somit die erforderliche Lötstelle. Die Wärmekapazität des Thermopaarkabels ist so gering, daß die richtige Temperatur sofort abgelesen werden kann. Nach dem Ablesen des Meßwertes wird das Thermokabel aus der Schmelze herausgezogen und durch Abschneiden der Spitze (5...10 mm) für die nächste Messung vorbereitet. Der Meßfehler für Temperaturen bis 600°C ist  $\pm 2,5\%$  und  $\pm 0,4\%$  oberhalb von 600°C. Von diesen Thermoelementen gibt es drei Ausführungen mit 1,5 oder 1,8 beziehungsweise 2 mm Außendurchmesser.

ELRU-Information 351

ander verbunden, und es entsteht somit die erforderliche Lötstelle. Die Wärmekapazität des Thermopaarkabels ist so gering, daß die richtige Temperatur sofort abgelesen werden kann. Nach dem Ablesen des Meßwertes wird das Thermokabel aus der Schmelze herausgezogen und durch Abschneiden der Spitze (5...10 mm) für die nächste Messung vorbereitet. Der Meßfehler für Temperaturen bis 600°C ist  $\pm 2,5\%$  und  $\pm 0,4\%$  oberhalb von 600°C. Von diesen Thermoelementen gibt es drei Ausführungen mit 1,5 oder 1,8 beziehungsweise 2 mm Außendurchmesser.

ELRU-Information 351

**DG 10-18**, eine Elektronenstrahlröhre mit extrem hoher Ablenkempfindlichkeit (Ablenkfaktor 3,7 V/cm) und sehr großer Meßgenauigkeit (Linearitätsabweichung max. 0,5%).



## TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-Elektronenstrahlröhren für

Oszillographen sind Erzeugnisse lang-

jähriger Forschung und Entwicklung. Sie

vereinigen große Linienschärfe und enge

Toleranzen mit großer Leuchtdichte und

Ablenkempfindlichkeit und werden von Jahr

zu Jahr in steigendem Maße verwendet.

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten

auf Anforderung Druckschriften mit

genauen technischen Angaben.

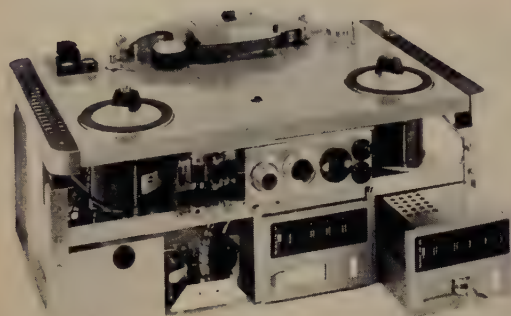


**TELEFUNKEN**  
ROHREN-VERTRIEB  
ULM-DONAU

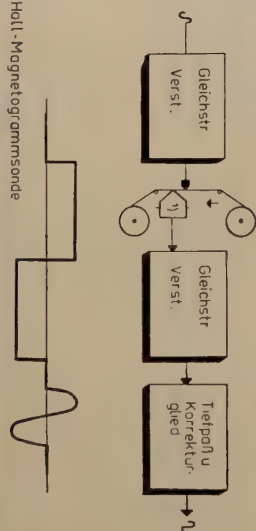




**VIELEN VORAUSS!**



1) Hall-Magnetogrammsonde



registriere magnetisch

VOLLMER  
spezialmagnetbandgeräten

eberhard vollmer plochingen - a. n.

**EBERHARD VOLLMER**

Erste deutsche Spezialfabrik  
für Magnetbandgeräte

Plochingen / Neckar

## Schweißtransformator „EW/F/HTGS 4500/250/24“ für erhöhte Frequenz

Zur Ergänzung ihres Lieferprogramms an Elektrowerkzeugen für erhöhte Frequenz hat die *Robert Bosch GmbH* jetzt ein Lichtbogen-Schweißgerät auf den Markt gebracht. Der neue Schweißtransformator „EW/F/HTGS 4500/250/24“ hat eine Leistung von 4,5 kVA bei 250 V und 200 Hz. Die Schweißstrom-Regulierung geschieht primärseitig durch magnetische Kopplung mit einem siebenstufigen Schalter in einem Bereich von 50...130 A. Der Stufenschalter dient zugleich als Ausschalter. Dank des geringeren Gewichts (25 kg) und der kleinen äußeren Abmessungen (345 × 235 × 385 mm) ist das Gerät sehr handlich und leicht zu transportieren. Als Elektroden sind fast alle für Wechselstrom handelsüblichen Typen mit Durchmessern von 1,25...3,25 mm verwendbar. Graugußschweißungen lassen sich einwandfrei mit den ebenfalls im Handel erhältlichen Gußeuroden ausführen. Da am Transformator praktisch keine beweglichen Teile vorhanden sind, entfällt jede Wartung.

ELRU-Information 352

## 1000-MHz-Oszillograf „185A-187B“

Die obere Grenzfrequenz des Abtastoszillografen „185A-187B“ von *Hewlett Packard* ist inzwischen von 500 auf 1000 MHz erweitert worden. Seine Anstiegszeit von weniger als 0,45 ns macht diesen Oszillografen für Untersuchungen an sehr schnell verlaufenden Vorgängen geeignet, wie zum Beispiel in der Impulstechnik, in Hochgeschwindigkeits-Rechenkreisen oder in Radar-Überwachungsanlagen. Mit Hilfe einer Zweikanalverstärker-Einschubeinheit lassen sich zwei verschiedene Vorgänge gleich-



zeitig mit genauem Zeitvergleich beobachten. Das Gerät verfügt über einen großen Dynamikbereich von 3 mV<sub>ss</sub>...2 V<sub>ss</sub>, geeichten vertikalen Spannungsteiler und eine Empfindlichkeit von 10 mV/cm...200 mV/cm bei einem Fehler von ± 5%. Der Bereich der Schreibgeschwindigkeit geht von 10...100 ns/cm und kann mit Hilfe einer Mikroskop-Zeitbasis bis herab zu 0,1 ns/cm erweitert werden.

ELRU-Information 353

## Beam-Tetrode KT 77

Die Firma *M-O-Valve* (Deutsche Vertretung: A. Neye) hat unter der Bezeichnung KT 77 eine neue Beam-Tetrode für Tonfrequenzverstärker herausgebracht. Sie füllt die Lücke zwischen den bewährten Typen KT 66 und KT 88 und ist nach denselben Konstruktionsprinzipien aufgebaut; ihre kleinen Abmessungen werden für viele Anwendungen vorteilhaft sein. In einer Ultralinear-Gegentakt-Endstufe mit KT 77 und fester Vorspannung lassen sich 70 W Ausgangsleistung bei 1% Klirrfaktor erreichen. — Die KT 77 eignet sich auch sehr gut als Serien-Stabilisierungsröhre.

ELRU-Information 354

## Dekadisches Dämpfungsglied „TAD/50“ bis 110 dB

Das neue dekadische Dämpfungsglied „TAD/50“ von *Telonic Industries* hat drei voneinander getrennte Abschwächer, von denen zwei von 0...50 dB in Stufen zu je 10 dB und der dritte von 0...10 dB in Stufen zu je 1 dB einstellbar sind. Durch Reihenschaltung kann man insgesamt 110 dB erreichen. Das von 0...1250 MHz verwendbare Gerät hat 50 Ω Eingangs- und Ausgangsimpedanz. Wenn alle drei Drehschalter auf Null stehen, ist die Einfügungsdämpfung 1 dB (3 dB und 6 dB bei 300 MHz (500 MHz beziehungsweise 900 MHz)). Das Stehwellenverhältnis bei 300 MHz und 900 MHz ist 1,2 beziehungsweise 1,35.



ELRU-Information 355



## Neuer Geschäftsführer und neue Anschrift der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

Am 1. Januar 1961 trat der bisherige Geschäftsführer der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) e.V., Friedrich Römer, der am 4. Juni 1960 sein 65. Lebensjahr vollendete, in den Ruhestand. Sein Nachfolger ist Dr. jur. Günther Hücking, der bereits seit 1. September 1960 in der Geschäftsführung tätig ist. Hücking studierte an den Universitäten München, Kiel und Bonn Rechts-, Staats- und Wirtschaftswissenschaften und war nach Abschluß seines Studiums unter anderem beim Gesamtverband Deutscher Metallgießereien (GDM) tätig. 1950 wurde er Hauptgeschäftsführer des Gesamtverbandes Deutscher Metallgießereien und Geschäftsführer mehrerer angeschlossener Unterverbände der Metallguß-Industrie.

F. Römer wird aber auch weiterhin seine Mitarbeit der Fachabteilung zur Verfügung stellen und sich vornehmlich den Vorbereitungen zur Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung in Berlin widmen. Diesen Ausstellungen galt seit jeher seine besondere Aufmerksamkeit, und der Erfolg der vergangenen Ausstellungen in Frankfurt und Düsseldorf ist zu einem großen Teil seinen Bemühungen zu danken.

Mit Wirkung vom 1. 1. 1961 wurde die Geschäftsstelle der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI von Köln nach Frankfurt/Main, Stresemannallee 21 (Tel. 68 28 41), verlegt.

## Telefunken übernimmt NSF-Fabrikationsstätten

Die Fabrikationsstätten der *Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik GmbH* in Nürnberg, Ingolstadt, Gräfenberg und Zeil am Main wurden mit Wirkung vom 1. Januar 1961 von deren alleiniger Gesellschafterin, der *Telefunken GmbH*, übernommen. In diesen Werken werden Schwachstrom-Bauelemente für die Rundfunk- und Fernsehindustrie hergestellt. Bereits am 1. Juli 1960 war die Schraubenfabrik der damaligen *NSF Nürnberger Schraubenfabrik und Elektrowerk GmbH* an die *Gutehoffnungshütte Aktienverein Nürnberg/Oberhausen* verkauft worden. Die unter der Firmenbezeichnung *Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik GmbH* verbliebenen obengenannten Werke werden jetzt, entsprechend der Struktur ihres Fertigungsprogramms, ganz in die *Telefunken GmbH* eingegliedert.

## PERSÖNLICHES

### Bruno Piper 60 Jahre

Am 13. Februar 1961 wurde der Vorsitzende der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI und Generaldirektor der *Loewe Opta AG*, Konsul Bruno Piper, 60 Jahre. Seit mehr als drei Jahrzehnten steht er in der Rundfunk- und Fernsehbranche. Seine besonderen Bemühungen galten dem Fernsehwerk Kronach der *Loewe Opta AG* und damit der industriellen Belebung des oberfränkischen Grenzgebietes.

### P. H. le Clercq 50 Jahre

Der Vorsitzende der Geschäftsführung der *Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH (Alldphi)* in Hamburg, P. H. le Clercq, beging am 7. Februar 1961 seinen 50. Geburtstag. Bevor er vor knapp zwei Jahren diese Position übernahm, konnte le Clercq, der seit über dreißig Jahren in den Diensten der *Philips-Weltorganisation* steht, als kommerzieller Leiter der spanischen *Philips-Organisation* sowie als Chef des portugiesischen *Philips-Hauses* und zuletzt als Präsident von *Philips-Argentinien* umfangreiche Erfahrungen sammeln und sich mit den Problemen eines großen internationalen Industriekonzerns vertraut machen.

### Dr. Hilke 50 Jahre

Am 22. Januar 1961 beging Dr. Otto Hilke, technischer Leiter der Abteilung Fernmeldewesen der *Elektro Spezial GmbH*, seinen 50. Geburtstag. Hilke studierte in Jena und Hamburg Physik und promovierte 1936 mit einer Arbeit über den Kerr-Effekt bei Nitrobenzol und Derivaten. Im gleichen Jahr trat er in die Firma *C. Lorenz AG* in Berlin ein und widmete sich zunächst der Entwicklung von Funksprechgeräten und später der neuen Technik der Funkmeßgeräte im Zentimeterwellenbereich. Nach dem Kriege war er kurze Zeit Betriebsleiter in einer Hamburger Maschinenfabrik. 1950 wurde er dann mit der Leitung der Entwicklungsabteilung der *Philips-Fernsehgerätefabrik* in Krefeld beauftragt und ist seit 1956 in seiner jetzigen Position, zu der auch die Betreuung der Arbeitsgebiete Mikrowellentechnik, Radar und Richtfunk gehören.

### W. Mössner 50 Jahre

Der technische Geschäftsführer der *NSF Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik GmbH*, Wilhelm Mössner, beging am 6. Januar seinen 50. Geburtstag. Im Anschluß an den Besuch der Ingenieurschule Gauß trat W. Mössner im Jahre 1933 in die *AEF-Apparatefabriken Treptow* ein. Er war zunächst Betriebs- und Fabrikationsingenieur und später Leiter eines der maßgebenden Fabrikationsbüros. Seit 1945 hatte Mössner als Leiter der Schaltgerätefabrik in Berlin großen Anteil an deren Wiederaufbau. 1946 wurde er dann in die *NSF* berufen, in der er in besonderem Maße die Entwicklung der verschiedenen Bauteile für die Rundfunk- und Fernsehgerätefertigung beeinflusste.



Ms 210 a

## 3 OSCILLARZET – eine Serie von Kleinoszillographen für alle Meßaufgaben

### OSCILLARZET 15

der vielfach bewährte Wechselspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender Zeitablenkung:  
1 Hz bis 600 kHz und 1 Hz bis 5 MHz  
bei max. 6 und 35 mV/cm

### OSCILLARZET 05

der geeichte Gleichspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender und triggerbarer Zeitablenkung:  
0 bis 1,2 und 0 bis 5 MHz bei  
max. 15 und 50 mV/Teil (1 Rasterteil = 0,6 cm)

### OSCILLARZET 05 S

die Sonderausführung für hohe Anforderungen mit Ablenkfaktoren von max. 10 und 30 mV/Teil, mit erweiterter Synchronisierungsmöglichkeit auch durch HF- und Gleichspannungen +, beliebiger Wahl des Triggerniveaus und Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen

Unsere Geschäftsstellen stellen Ihnen auf Anfrage gern ausführliche Druckschriften zur Verfügung.

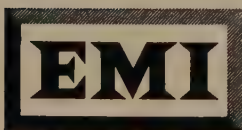
**SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft**  
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK



**EMI** für Spezialröhren



EMI. Electronics Ltd. stellt  
Spezialröhren höchster  
Qualität und Betriebssicherheit  
für Industrie und Forschung her.  
Zum Fertigungsprogramm  
gehören Photovervielfacher,  
Klystrons, Magnetrons,  
Elektronen-strahlröhren  
für Sonderzwecke,  
Fernsehaufnahmeröhren  
und Speicherröhren.



**EMI ELECTRONICS LTD**  
**Valve Division**  
**Hayes, Middlesex, England**  
**Fernruf: Southall 2468**

## Radio- und Elektronik- Monographien für den Praktiker

Herausgegeben von Ing. Heinz Richter

Spezialkenntnisse werden in dieser neuen Sammlung dargeboten. Der bekannte Fachschriftsteller Ing. Heinz Richter sorgt dafür, daß die Darstellung stets auf die praktische Arbeit ausgerichtet wird. Die einzelnen Bände bringen nur das Grundsätzliche eines aktuellen oder sich gerade entwickelnden Zweiges. Klar und deutlich führen sie aus, wo die neuen Erkenntnisse universell eingesetzt werden können oder an welcher Stelle sie beachtet werden müssen.

*Die ersten Bände sind lieferbar:*

### **ELEKTRONISCHE ZÄHLSCHALTUNGEN**

Eine Einführung in ihre Wirkungsweise und Technik  
von Dr. Konstantin A p e l

146 Seiten mit 50 Abbildungen. Kart. DM 9,80

Wer verstanden hat, wie elektronische Zähler arbeiten, weiß sie auch an der richtigen Stelle einzubauen. Dieses Buch befaßt sich mit der Wirkungsweise und der Schaltungstechnik elektronischer Zähler aller Art, wobei vorzugsweise Kaltkathodenröhren und Transistoren berücksichtigt sind.

### **DIGITALE STEUERUNGSTECHNIK**

Eine Einführung in Theorie und Praxis digitaler Steuerungssysteme und ihrer Elemente  
von Ing. Rolf H a h n

144 Seiten mit 78 Abbildungen. Kart. DM 9,80

In elementarer Form wird der Leser mit logischen Funktionen und der Schaltungsgebra als Hilfsmittel für den Entwurf digitaler Steuerungen vertraut gemacht. Analoge und digitale Systeme werden einer kurzen Analyse unterzogen sowie Aufbau und Wirkungsweise digital arbeitender Bauelemente erläutert. Dem Aufbau kontaktloser Steuerungen ist in besonderer Berücksichtigung des Einsatzes in industriellen Steuerungen und der Verwendung steuerbarer Halbleiter breiterer Raum gewidmet.

### **HI-FI-TECHNIK**

Eine kurze Einführung in das Wesen der „Elektroakustik für Anspruchsvolle“

von Dipl.-Ing. Oskar Stürzinger

62 Seiten mit 32 Abbildungen. Kart. DM 7,80

Dipl.-Ing. Oskar Stürzinger legt in diesem Band die elementaren Begriffe der Hi-Fi-Technik dar und versucht damit eine gültige Definition für dieses Schlagwort zu schaffen. Er erklärt die Eigenschaften einer wirklich klangreinen Heimmusikanlage und gibt Arbeitsanweisungen, die in der Praxis zum Erfolg führen.

In Vorbereitung sind:

Ing. Heinrich Brauns, Stereotechnik  
Dipl.-Phys. A. Gerlach, Transistor-Regelschaltungen (Arbeitstitel)  
Dipl.-Ing. Rudolf Mayer, Moderne Fernsehempfänger-Schaltungstechnik  
Dipl.-Ing. Helmuth Rothfuß, Transistor-Meßtechnik  
Ing. Heinrich Schröder, Tonband-Meßpraxis  
Dr. Helmut Schwarz, Analogrechner  
Helmut Schweitzer, UKW- und UHF-Meßtechnik (Arbeitstitel)

**F R A N C K H**

**FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG**  
**STUTTGART**



## Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, VI. Band

Herausgegeben von K. Kretzer. Berlin-Borsigwalde 1960, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH. 765 S. m. 600 B. u. 48 Tab. 11×16 cm. Preis in Ganzl. geb. 19,50 DM.

Der VI. Band bringt Ergänzungen der in den vorangegangenen Bänden behandelten Sachgebiete sowie neue Beiträge aus Forschung und Praxis und kann trotzdem als ein in sich abgeschlossenes Werk angesehen werden. Der Inhalt gliedert sich in folgende Abschnitte: Schaltalgebra · Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik · Die Pulsmodulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik · Gedruckte Schaltungen und Subminiaturtechnik · Meßverfahren und Meßgeräte der NF-Technik und Elektroakustik · Messungen zur Bestimmung der Kennwerte von Dioden und Transistoren · Stand der Frequenzmeßtechnik nach dem Überlagerungsverfahren · Radioastronomie · Dielektrische Erwärmung durch Mikrowellen · Magnetverstärkertechnik · Analogrechner als Simulatoren · Technik der Selbst- und Fernlenkung · Fernwirktechnik · Farbfernsehen.

Die Gesamtauflage des Handbuchs für Hochfrequenz- und Elektrotechniker zählt über 250000 Exemplare und gilt in seiner Vollständigkeit sowohl als Lehrbuch wie auch als Nachschlagewerk für Studium und Praxis, das im technischen Schrifttum eine Sonderstellung einnimmt und in keiner Bibliothek fehlen sollte. —hl

## Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge

Von W. Oppelt. Weinheim 1960, Verlag Chemie. 632 S. m. 637 B., 4 Tab. u. 105 Taf. 17×24,4 cm. Preis in Ganzl. geb. 39,60 DM.

Damit dieses bekannte Standardwerk der Regelungstechnik dem neuesten Stand entspricht, waren gegenüber der zweiten Auflage von 1956 wesentliche Ergänzungen und Umstellungen notwendig. So wurde beispielsweise ein Abschnitt über digitale Regelanordnungen neu aufgenommen und die Darstellung der Blockbilder den Signalfußbildern angepaßt. Regeltechnische Probleme lassen sich zwar nicht ganz ohne Mathematik behandeln, doch ist ihre Anwendung auf das Wesentliche beschränkt und dafür der Frequenzgang- und Ortskurvendarstellung genügend Raum gewidmet, damit sich auch der weniger geübte Leser einarbeiten kann. Im einzelnen findet man nach einer Einführung in das Wesen der Regelung und ihrer mathematischen Behandlung Kapitel über Regelstrecken, Aufbau von Regelanlagen, Regelkreise, nichtlineare und unstetige Regelvorgänge sowie über digitale Regelanordnungen. Dieses vorbildlich ausgestattete Buch bietet das Rüstzeug zur Behandlung von Regelaufgaben, zeigt Anwendungsbeispiele und gibt schließlich einen Überblick über das gesamte Gebiet der gegenwärtigen Regelungstechnik. —öh—

## Kreis- und Leitungsdiagramme

Von H. Geschwinde. München 1959, Franzis Verlag. 60 S. m. 41 B. u. 3 Diagrammen. 15×21 cm. Preis in Ganzl. geb. 10,80 DM.

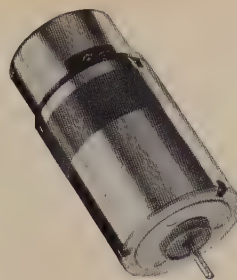
Das Kreisdiagramm eignet sich sehr gut zur Lösung vieler Transformations- und Übertragungsberechnungen und ist daher ein fast unentbehrliches Hilfsmittel der Elektrotechnik geworden. Die Anwendung solcher Kreisdiagramme (Smith-Diagramme) insbesondere auf die Hochfrequenztechnik wird in dem vorliegenden Buch auseinandergesetzt. So behandelt der Teil A die Widerstandstransformation durch konzentrierte Widerstände (vektorielle Darstellung komplexer Widerstände, Umwandlung von Serien- in äquivalente Parallelschaltungen, geometrische Darstellung der Umwandlung komplexer Serien- in äquivalente Parallelwiderstände und umgekehrt, Grundoperationen in Kreisdiagrammen, spezielle Anpaß-Schaltungen, Sonderdiagramme für  $H$ - und  $T$ -Schaltungen und Berechnungsbeispiele). Im Teil B werden zunächst die Grundlagen der Leitungstheorie und der Leitungsdiagramme gebracht, um dann auf die Praxis der Smith-Diagramme an Hand einiger Beispiele näher einzugehen. Wenn sich dieses Buch in erster Linie auch an den jüngeren Ingenieur und Techniker wendet, so lohnt sich doch sein gründliches Studium für jeden, der sich mit der Hochfrequenztechnik befaßt. —hl

## INTERKAMA-Katalog

Herausgegeben von der Nordwestdeutschen Ausstellungs-Gesellschaft mbH. 464 S. 12,5×21,5 cm. Preis brosch. 3,— DM.

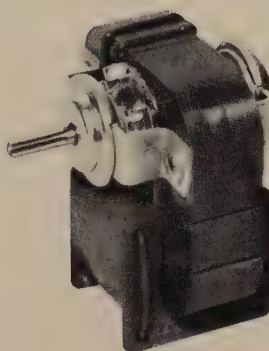
Über seinen Informationswert als Führer durch die Ausstellung hinaus hat sich der Katalog zur INTERKAMA 1960 zu einem Nachschlagewerk entwickelt, das für jeden, der sich mit den Fragen der Meßtechnik und Automation befaßt, ein wertvolles Quellenverzeichnis ist. Er nennt nicht nur die wichtigsten Hersteller von Anlagen und Geräten dieser Fachgebiete, sondern erfaßt in einem Suchverzeichnis mit Wortmarkenverzeichnis in alphabetischer Reihenfolge über 800 Warengruppen dieser Branchen. Da alle Fachbegriffe in deutsch, englisch und französisch erscheinen, erweist sich dieses Nachschlagewerk auch für den Fachübersetzer als willkommenes Hilfsmittel. —hl

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden



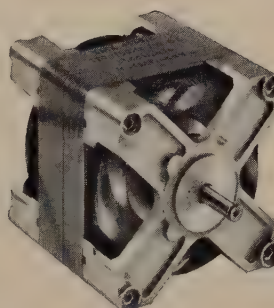
### Batteriemotoren

Baureihe GM 1810 RS  
mit Drehzahlregler



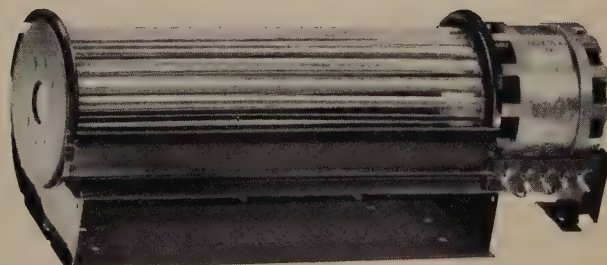
### Spaltpol-Asynchronmotoren

2 polig Baureihe EM 3  
Abgabeleistung  
0,8 bis 18 Watt

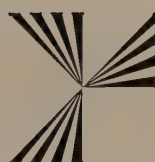


### Kondensatormotoren

2- und 4 polig  
Baureihe EMK 40  
Abgabeleistung  
3 bis 50 Watt



Tangentiallüfter nach System Eck Laing  
für Fördermengen im Freistrah-  
l bis ca. 25 l/sec



# SEL

Standard Elektrik Lorenz AG Lorenz-Werke Stuttgart





### TECHNISCHER PHYSIKER

oder

### DIPLOM-INGENIEUR

mit Erfahrung auf dem Gebiet der Aufdampftechnik  
dünner metallischer Schichten, findet in unserem Hause eine  
entwicklungsfähige, selbständige Position.

Bei Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Bitte senden Sie Ihre Bewerbung mit den üblichen Unterlagen  
an unsere Personalabteilung, München 9, Tassiloplatz 7.

## ROHDE & SCHWARZ



Für unsere

### MIKROWELLENABTEILUNG

suchen wir

### DIPLOM-INGENIEURE

### FACHSCHUL-INGENIEURE

### TECHNIKER

Herren mit Erfahrung auf dem Gebiet des Meßgerätebaues finden  
in unseren Labors interessante und vielseitige Aufgabenstellungen  
sowie entwicklungsfähige Positionen.

Mitarbeitern, die am Beginn ihrer beruflichen Laufbahn stehen,  
bieten wir Gelegenheit zur Einarbeitung in dieses zukunftsreiche  
Grenzgebiet der Hochfrequenztechnik.

Bei Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Bitte wenden Sie sich mit den üblichen Bewerbungsunterlagen an  
unsere Personalabteilung, München 9, Tassiloplatz 7.

## ROHDE & SCHWARZ

Für ein sehr umfangreiches Prüffeld suchen wir einen

## ELEKTROINGENIEUR

der Fachrichtung Schwachstrom-Meßtechnik, Regel- sowie NF-Verstärkertechnik.

Voraussetzungen: Mindestalter 35 Jahre, abgeschlossene HTL- oder  
TH-Ausbildung, große Erfahrung im Prüfwesen und seiner Organisation.  
Grundkenntnisse in der statistischen Qualitätskontrolle erwünscht.

Wir bieten eine interessante Aufgabe und die Möglichkeit, Stellvertreter des  
Prüffeld-Leiters zu werden. Bei der Wohnungssuche sind wir behilflich.

Bewerbungen mit genauer Angabe der Kenntnisse und Erfahrungen erbeten an



**FLUGGERÄTEWERK BODENSEE GMBH**  
Überlingen/Bodensee



## ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

## ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

321 322 323 324 325 326 327 328 329 330 331 332 333 334 335 336 337 338 339 340  
341 342 343 344 345 346 347 348 349 350 351 352 353 354 355 356 357 358 359 360  
361 362 363 364 365 366 367 368 369 370 371 372 373 374 375 376 377 378 379 380

(Gültig bis 31. 5. 1961)

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

## Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf) .....

(Wohnort, Straße, Hausnummer) .....

(beschäftigt in Firma) .....

## Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

### Advance Components

#### Transistorisiertes Netzgerät „PP 5“

Das volltransistorisierte Netzgerät „PP 5“ kann an 200...250 V, 50...60 Hz, angeschlossen werden und liefert eine stufenlos von 0...15 V veränderbare Gleichspannung. Der maximale Ausgangsstrom ist 500 mA. Das eingebaute Instrument ist umschaltbar und hat eine Doppelskala, die Ströme von 0...0,5 A und Spannungen von 0...15 V abzulesen gestattet. Eingangsspannungsänderungen von +5...-10 V haben keinen merkbaren Einfluß auf die Ausgangswerte.

ELRU-Information 333

### AEG

#### Regler elektrischer Größen

Eine Übersicht über die einzelnen Reglertypen für Stromerzeuger und Verbraucheranlagen sowie für elektrische Regelanlagen bietet die Druckschrift Z 23/Meßw.-Rgl 57300 d.

ELRU-Information 334

### Maganalog

Für alle Betriebe, die ihre Förderanlagen automatisieren möchten, eignet sich das MAGnetband-ANALOGon, eine elektrische Steueranlage. Ihr kennzeichnendes Bauelement ist ein umlaufendes Magnetband, das alle Be-

fehle zum Steuern von Förderanlagen jeder Art speichert und wiedergibt.

ELRU-Information 335

### Agfa

#### Magneton-Illustrierte, Nr. 4/1960

Diese Hauszeitschrift beschreibt an einer Reihe von Beispielen, wie vielseitig die Verwendungsmöglichkeiten von Tonbandgeräten sind. Besonders interessant ist ein Artikel, der zeigt, wie man mit Hilfe eines Tonbandes den Hörverlust bei Schwerhörigen genau ermitteln kann.

ELRU-Information 336

### Brosa-Meßgeräte Druckdifferenzgeber

Besonders zur Aufnahme von Strömungsvorgängen für Zugmessungen und Regelungszwecke eignet sich der neue Druckdifferenzgeber, der auf Widerstandsbasis in Halbbrückenschaltung mit  $R_i = 2 \cdot 1,5 \text{ k}\Omega$  arbeitet. Die Widerstandsänderung über den gesamten Meßbereich ist  $8 \Omega$  und verläuft praktisch linear. Bei Verwendung eines empfindlichen Galvanometers ist ein Zwischenverstärker nicht erforderlich. Die Eigenfrequenz des Membransystems ist 200 Hz. Der Geber ist für drei verschiedene Meßbereiche,

0...10 mm WS, 0...100 mm WS und 0...1000 mm WS, lieferbar.

ELRU-Information 337

### Deutsche Elektronik Elektronik-Reflektor, Nr. 1/1961

Als Nachfolge-Zeitschrift der Elektronik-Antennen-Post wurde jetzt die erste Ausgabe dieser neuen Kundenzeitschrift vorgestellt. Die neue Gestaltung der Elektronik-Hausmitteilungen wurde vorgenommen, um die Kunden nicht nur über aktuelle Antennenprobleme, die nach wie vor das Hauptthema sind, unterrichten zu können, sondern auch über die Entwicklung weiterer elektrotechnischer Elektronik-Erzeugnisse.

ELRU-Information 338

### Elektro Spezial

#### Angepaßter Abschlußwiderstand „PP 4170 X“

Der angepaßte Abschlußwiderstand „PP 4170 X“ von Philips besteht aus einem offenen, mit Flachflansch versehenen Hohlleiterstück, in das ein besonderes Formstück aus Absorptionsmaterial eingebaut ist. Damit ist eine Anpassung der Impedanz über den gesamten Frequenzbereich 8200...12400 MHz gegeben. Die Anordnung wird zum Abschluß von Meßleitungen in Hohlleitern

verwendet. Maximal können 2 W aufgenommen werden.

ELRU-Information 339

### Zähleinheit ohne Vorwahl „PV 1031“

Die Philips-Zähleinheit „PV 1031“ enthält im wesentlichen fünf Zähldekaden und ein mechanisches vierstelliges Zählwerk. Die von einer Steuereinheit umgewandelten, vorverstärkten Zählimpulse werden einem Eingangsdifferenzierglied zugeführt und dort in eine für die Zählröhre geeignete Form gebracht. Die Impulse gelangen dann an die erste Zähldekade und steuern den Elektronenstrahl der ELT-Röhre über die Ziffernreihe 0...9. Zählbereich:  $10^6$  Impulse, Auflösungszeit: 10  $\mu\text{s}$ .

ELRU-Information 340

### Gossen

#### Pantam-Meßcontacter

Der besondere Vorteil des Meßcontacters liegt darin, daß ein vollwertiges Zeiger-Meßgerät und zwei einstellbare lichtelektrisch gesteuerte Kontaktmarken für eine rückwirkungsfreie Kontaktgabe in einem Gerät kombiniert sind. Über- oder unterschreitet der Zeiger eine entsprechend eingestellte Kontaktmarke um ein Erhebliches, so wird auch dann die gewünschte Kontaktfunktion aufrechterhalten, ohne daß durch





Enthält in den Februarheften folgende Beiträge:

## 1. Februarheft 1961 (3)

- Fortschritte der Halbleiter-Technik
- Methoden der Radarbildübertragung
- Das Schweizer UKW/FM-Prüfzeichen
- Antennenanpaßgerät mit Umschaltrelais für Amateurfunkanlagen
- Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter
- Tunneldioden- und Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet
- Ein Arbeitsschrank für die Service-Werkstatt
- Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen
- Schallplatten für den Hi-Fi-Freund

## 2. Februarheft 1961 (4)

- Zur Service-Entwicklung
- Fernseh-Großbildprojektion gestern und heute — Vom Zwischenfilm-Verfahren zum Eidophor-Projektor
- Auswirkungen der Fehlanpassung auf das Fernsehbild
- Erweiterungsmöglichkeiten für ein geregeltes Netzgerät
- Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter
- Elektronische Steuerungsanlage für Förderzwecke
- Sender für Einseitenbandtelefonie mit unterdrücktem Träger



- FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen · Aus Zeitschriften und Büchern · Aus dem Ausland
- Beilagen: Halbleiter-Dioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik
- Einführung in die Laplacetransformation
- ELEKTRONIK-INGENIEUR: Optimale Dimensionierung belasteter Zweikreis-Bandfilter

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

### POSTKARTE

### ELRU-Informationen

### BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

eine Fangvorrichtung der Zeiger gehemmt und somit die Istwert-Anzeige beeinträchtigt wird.

ELRU-Information 341

### Intermetall

#### Schalttransistoren

#### ASY 12, ASY 13 und ASY 14

Zur Verwendung in Impulsoszillatoren, digitalen Zählgeräten und Treiberstufen für Magnetkernspeicher eignen sich die Schalttransistoren ASY 12, ASY 13 und ASY 14. Sie haben Kollektorspitzenspannungen von  $-U_{CEmax} = 32 \text{ V}$  (60 bzw. 80 V), Kollektorspitzenströme von  $-I_{Cmax} = 600 \text{ mA}$  (600 bzw. 250 mA). Als Verlustleistung bei  $45^\circ\text{C}$  Umgebungstemperatur sind 330 mW (330 bzw. 100 mW) angegeben, wenn die Schalttransistoren mit Schelle und Kühlblech montiert sind. In Emitterschaltung ist die Grenzfrequenz  $> 15 \text{ kHz}$  (15 bzw. 12 kHz).

ELRU-Information 342

### Nickel-Informationsbüro Nickel-Berichte, Nr. 12/1960

Die vorliegende Ausgabe bringt eine Beschreibung des magnetischen Kontaktes, der als schnell schaltendes Bauelement arbeitet. Anschließend findet der Leser wiederum zahlreiche Schrifttumsauszüge aus den Gebieten Nickel, Vernicklung, Metall-Legierungen, Nickel-Eisen-Legierungen, Guß-

eisen, Baustähle sowie korrosions- und hitzebeständige Legierungen.

ELRU-Information 343

### Philco

#### Schalttransistoren

Diese Firma (Deutsche Vertretung: Neumüller & Co.) liefert eine Reihe von Germanium- und Silizium-Schalttransistoren, von denen einige Typen bis 300 MHz verwendbar sind. Für Interessenten steht eine Druckschrift mit zahlreichen Anwendungsbeispielen zur Verfügung.

ELRU-Information 344

### Schroff

#### Labor-Netzgerät „LNG 8“

Zwei voneinander unabhängige, elektrisch getrennte und erdfreie Gleichspannungen liefert das transistorstabilisierte Labornetzgerät „LNG 8“, und zwar 0,1...10 V bei 3 A, 10...20 V bei 2 A und 20...30 V bei 1,5 A Belastung sowie 0,1...1,5 V mit 0,5 A. Die Ausgangsspannungen ändern sich um 0,1% bei 10% Netzspannungsschwankungen und um 0,1% zwischen Leerlauf und Vollast.

ELRU-Information 345

### Hochleistungs-Netzgerät „NG 12“

Das transistorstabilisierte Hochleistungs-Netzgerät „NG 12“ in Pultform kann 22,5 A bei 5 V, 20 A bei 10 V, 17,5 A bei 15 V, 15 A bei 20 V, 12,5 A bei 25 V und

10 A bei 30 V mit 0,2% Änderung zwischen Leerlauf und Vollast abgeben. Netzspannungsschwankungen von 10% haben 0,2% Gleichspannungsänderung zur Folge.

ELRU-Information 346

### TeKaDe

#### TeKaDe-Mitteilungen, Nr. 16/1960

Die Frage, ob hochfrequenter Drahtfunk heute noch aktuell ist, wird in der letzten Nummer des Jahres abgeschlossen. Andere Aufsätze befassen sich beispielsweise mit Fernsichtanlagen für den Straßen- und Schienenverkehr und mit neuzeitlichen Ela-Anlagen. Über Ansageverstärker im Kundendienst der Bundespost berichtet ein weiterer Beitrag. Die Reihe „Industriefunk gegen den Mangel an Funkkanälen“ wird fortgesetzt.

ELRU-Information 347

### Trüb, Täuber

#### Spannungsquelle „NNB 153“

Als wartungsfreie Spannungsquelle hoher Konstanz und kleinen Innenwiderstandes ( $< 1 \text{ m}\Omega$ ) dient der Typ „NNB 153“, dessen Ausgangsspannung von 6...15 V stufenlos einstellbar ist und auf 0,005% konstant bleibt, wenn sich die Netzspannung um 10% ändert. Der maximal entnehmbare Strom ist 3 A; eine Belastungsänderung von 1 auf 3 A

hat 1 mV Spannungsänderung zur Folge. Die Temperaturabhängigkeit der Gleichspannung ist  $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , die zulässige Umgebungstemperatur  $50^\circ\text{C}$ .

ELRU-Information 348

### Wandel u. Goltermann Netzeinheit „NE-2“

Die Netzeinheit „NE-2“ liefert stabilisierte Gleichspannungen von  $0...350 \text{ V} \pm 2\% \pm 0,5 \text{ V}$ , die in Stufen zu je 5 V wählbar sind. Ein Feinregler 0...5 V gestattet, jeden beliebigen Zwischenwert einzustellen. Der maximal entnehmbare Strom ist 300 mA. Eine zweite Gleichspannung von  $-250 \text{ V}$  kann durch einen Spannungsteiler mit 5 mA belastet werden und ermöglicht so die Entnahme einer konstanten negativen Gittervorspannung. 10% Netzspannungsschwankungen beeinflussen die Gleichspannung mit  $0,1\% \pm 40 \text{ mV}$ .

ELRU-Information 349

### Weigand

#### Schalttafelinstrumente

Ein Prospekt bietet eine Übersicht über Schalttafelinstrumente mit runden, quadratischen und rechteckigen Frontplatten. Als Meßwerke sind Drehspul-, Drehspulgleichrichter-, Dreheisen-, Drehmagnet- (auch mit Gleichrichter) und Quotientensysteme lieferbar.

ELRU-Information 350



## GOSSEL

### parametrische Verstärker

Das Prinzip der Energiezufuhr durch periodische Variation eines Kreisstromameters (Reaktanz) wird an Hand eines elektromechanischen Modells erläutert. Im elektrischen Fall tritt an die Stelle des mechanisch „gepumpten“ Parameters eine nichtlineare Reaktanz, vorzugsweise die spannungsabhängige Kapazität einer in Sperrrichtung betriebenen Halbleiterdiode. Es werden die verschiedenen Betriebsarten für parametrische Verstärker erläutert.

## ROHLOFF

### Aufbau und Anforderungen bei kontaktlosen Steuerungen für die Industrie

Kontaktlose Steuerungen weisen Vorteile gegenüber Schützsteuerungen auf, ihre zunehmende Verwendung in industriellen Steuerungen begründen. Werden die an solche kontaktlosen Steuerungen zu stellenden Forderungen zusammengestellt. Der Verfasser zeigt dabei, wie sich diese Forderungen mit Transistorbausteinen erfüllen lassen. Der Aufbau einer kontaktlosen Steuerung mit diesen Steuerbausteinen wird an Hand der „SIMATIC“-Steuerung beschrieben.

## DÖRR

### Thermistoren — Thermopaare aus Halbleitermaterial zur Verwendung als Kühlelemente und Wärmepumpen

Die neuesten Forschungen auf dem Halbleitergebiet haben zur Entwicklung von Semitellurverbindungen geführt, deren Peltier-Effekt so groß ist, daß der Wirkungsgrad daraus aufgebauter Kühlelemente mit dem herkömmlicher Kälteaggregate in vielen Fällen vergleichbar ist. Die geringen Abmessungen der sogenannten Frigistoren ermöglichen die Anwendung auch in solchen Fällen, bei denen der Einsatz bisher bekannter Kühlmethoden aus technischen oder wirtschaftlichen Gründen nicht möglich war.

### Fernsehen im Dienste der Chirurgie

Der Chirurgischen Universitätsklinik Frankfurt am Main wurde eine Fernsehleinwand zur Übertragung von Operationen eingebaut. Die an der Operationstisch befestigte Fernsehleinwand mit drei Resistoren hat eine ferngesteuerte Vario-Optik (42...170 mm). Sie überträgt das Bild auf den Großbildprojektor im Hörsaal, der bei Verwendung einer Bildwand mit dem Vergrößerungsfaktor 2,5 ein 3×4 m großes Bild mit 50 asb Leuchtdichte erzeugt. Der Projektor arbeitet mit drei geradlinigen Schmidt-Optiken und rot-, grün- und blau leuchtenden 12,5-cm-Projektionsröhren. Die wichtigsten Anforderungen über den technischen Aufbau der Anlage sind in dem Beitrag zusammengefaßt.

## G. THIELE

### Ein hochempfindlicher Gleichstromtrigger

Nach einer kurzen Beschreibung der von Schmitt angegebenen Impulsformerschaltung, die mit Elektronenröhren arbeitet, wird ein mit Transistoren bestückter Schmitt-Trigger diskutiert. Die Rückkopplungsbedingung für das Kippen der Schaltung wird abgeleitet und Dimensionierungshinweise für sämtliche Schaltelemente werden angegeben. Abschließend wird erläutert, welche Vorteile sich durch das Anfügen eines Transistor-Schalters ergeben.

## C. M. VAN DER BURGT

### Spezielle piezomagnetische Ferrite und ihre Anwendung in Bandfiltern und Hochleistungs-Ultraschallgeräten

Die wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten piezomagnetischer Ferritwerkstoffe liegen auf dem Gebiet der Navigation (Echolotung und Ortung von Fischeschwärmen), der Medizin, der mechanischen Bandfilter, der Ultraschallbohrer und vor allem auf dem Gebiet der Ultraschallreiniger. Piezomagnetische Ferrite haben gegenüber den bisher üblichen Nickel-Schichtkörpern einen höheren elektroakustischen Wirkungsgrad und können im Unterwasserbetrieb ohne übermäßige Erosion verwendet werden. Die Eigenschaften und charakteristischen Daten der verschiedenen piezomagnetischen Werkstoffe werden diskutiert und zwei Anwendungen (Bandfilter und Ultraschallreiniger) ausführlich beschrieben.

## H.-U. HARTEN

### Die Rekombination injizierter Ladungsträger beim Transistor

Bei jedem Transistor werden überzählige Minoritätsträger — normalerweise Löcher — vom Emitter in die Basis injiziert. Sie sollen vom Kollektor möglichst vollständig wieder aufgesammelt werden. Ein Teil der Löcher geht aber verloren, weil er mit Elektronen rekombiniert, bevor er den Kollektor erreicht. Die Ursache dieser Rekombination, die im ganzen Bereich der Basis, vor allem aber auch an deren Oberfläche erfolgt, und ihre Auswirkung auf den Stromverstärkungsfaktor werden am Beispiel eines üblichen Legierungstransistors erläutert.

### Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

- |   |                 |
|---|-----------------|
| Vakuum-Photozelle Fz 9022 V .....                                 | (AEG)           |
| Automatischer Schalter „1542“ für Dehnungsmessbrücke „1516“ ..... | (Brüel & Kjaer) |
| Analogie-Rechenggerät „AR 2“ .....                                | (Güttinger)     |
| Feuchtigkeitsregler „Hygrotester“ .....                           | (P. Lippke)     |
| Potentiograph „E 336“ .....                                       | (Metrohm)       |
| Hochwirksame Reinigungsanlage für Metallteile .....               | (Pall Corp.)    |
| Digitale Fernübertragungsanlage .....                             | (Philips)       |
| Druckwächter „ZR-WD“ .....  | (Siemens)       |
| Zielsteuerung für Transportbahnen .....                           | (Visomat)       |



## Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 15 (1961) No. 3

### D. GOSSEL: Parametric Amplifiers

p. 91–95

The principle of energy supply by periodic variation of a circular parameter (reactance) is explained on the basis of an electro-mechanical model. The mechanically "pumped" parameter is, in the electrical case, substituted by a non-linear reactance, preferably by the voltage-dependent capacitance of a semiconductor diode. Various modes of operating the parametric amplifier are explained.

### G. THIELE: A Highly Sensitive DC Trigger

p. 96–98

The author briefly describes Schmitt's pulse-shaping circuit operating with electron tubes and then discusses a transistorized Schmitt trigger. He derives the feedback condition for tripping the circuit and gives dimensioning hints covering all components. Finally the author explains the advantages obtained from adding a transistor switch to the circuit.

### E. ROHLOFF: Requirements to Contactless Control and Designing for Industrial Application

p. 99–102

Contactless control devices are increasingly introduced in the industry because of advantages compared with contactors. Requirements to such devices are compiled, and the author shows how they can be met with transistor units. The design of a contactless control system using these units is described with reference to the SIMATIC system.

### C. M. VAN DER BURGT: Special Piezomagnetic Ferrites in Band Filters and Supersonic Cleaners

p. 103–106

The most important application of piezomagnetic ferrite materials is in navigation (supersonic echo sounding and locating of fish), medicine, mechanical band filters, supersonic drills and especially cleaners. Compared with the nickel stratified bodies, piezomagnetic ferrites have a higher electro-acoustical efficiency and can be used under water without the danger of excessive corrosion. Discussed are properties and characteristics of various piezomagnetic materials (Ferroxcube 7A1, 7A2 and 8B). Two fields of application (band filters and supersonic cleaners) are discussed in greater detail.

### W. DÖRR: Frigistors — thermopairs consisting of semiconductor material for the use as coolers and heating pumps

p. 107 u. 110–111

Research in the field of semiconductors has lately resulted in the development of bismuth-tellurium compounds having an extraordinary Peltier effect. The efficiency of coolers made of such compounds favorably compares with that of conventional refrigerators. Small dimensions of these so-called frigistors allow for the application of frigistors in fields where technical or cost considerations precluded the use of known cooling methods.

### H.-U. HARTEN: Recombination of Injected Carriers in Transistors

p. 111–112 u. 115–116

Surplus minority charge carriers, usually holes, are injected from the emitter to the base in any transistor. It is desirable that all of them should reach the collector; however, some are lost due to recombination with electrons before they can reach the collector. This recombination occurs in the whole base region, especially on the base surface. The paper indicates the cause of recombination and the effect upon current amplification in a conventional alloyed transistor.

## Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 15 (1961) No 3

### D. GOSSEL: Amplificateur paramétriques

p. 91–95

Le principe de l'adduction d'énergie par variation périodique d'un paramètre de circuit (réactance) est exposé à l'aide d'un modèle mécanique. Dans le schéma électrique, le paramètre mécaniquement «pompé» est remplacé par une réactance, principalement la capacité d'une diode à jonction, variant sous influence de la tension inverse appliquée. Les divers modes de fonctionnement d'amplificateurs paramétriques sont exposés.

### G. THIELE: Basculateur de grande sensibilité

p. 96–98

Une brève description du trigger de Schmitt à tubes est suivi d'un exposé sur un montage équivalent à transistors. Les relations régissant la condition de basculement sont établies; le choix des valeurs est commenté pour tous les éléments du montage. Finalement, on analyse les avantages résultant de l'adjonction d'un transistor de commutation.

### E. ROHLOFF: Principe et problèmes de la commande industrielle sans contact

p. 99–102

Les avantages que montrent les commandes sans contact par rapport à celles par relais expliquent leur utilisation croissante dans l'industrie. L'auteur résume les exigences auxquelles doivent répondre de tels commandes, et montre comment on peut les satisfaire en utilisant des blocs à transistors. La constitution d'un tel relais sans contact par des éléments de commande préfabriqués est commentée par l'exemple de la commande «SIMATIC».

### C. M. VAN DER BURGT: Ferrites piézomagnétiques spéciales et leurs applications aux filtres de bande et générateurs ultrasoniques de puissance

p. 103–106

Les principaux domaines d'application des ferrites piézomagnétiques sont la navigation (sonde à écho, repérage de bancs de poissons), la médecine, les filtres mécaniques, les perceuses ultrasoniques et surtout le nettoyage par ultrasons. Comparées aux noyaux en nickel feuilleté en usage jusqu'ici, ces ferrites montrent un meilleur rendement électro-acoustique et peuvent être employées sous l'eau sans érosion exagérée. L'article comporte une analyse des propriétés et caractéristiques des divers matériaux piézomagnétiques, ainsi que la description détaillée de deux exemples d'application (filtre de bande et nettoyage par ultrasons).

### W. DÖRR: Frigistors — thermocouples de matériel semiconducteur, utilisés que des éléments de réfrigération et que des pompes de chaleur

p. 107 u. 110–111

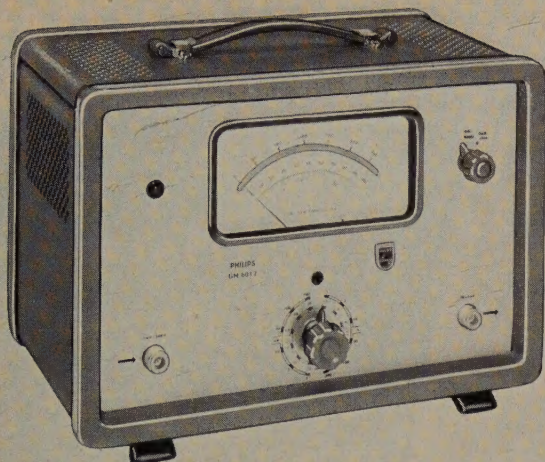
De récentes recherches ont abouti à des semiconducteurs à base de bismuth et de tellure, montrant un effet Peltier tel que le rendement des éléments de réfrigération obtenus est, dans beaucoup de cas, comparable à celui des méthodes classiques de froid. Les dimensions réduites des éléments dits frigistors permettent l'utilisation dans les cas où l'application des méthodes connues rencontre des difficultés technologiques ou économiques.

### H.-U. HARTEN: La recombinaison de porteurs injectés dans le cas du transistor

p. 111–112 u. 115–116

Dans tout transistor, des porteurs minoritaires excédentaires, généralement des trous, sont injectés par l'émetteur dans la base. Ils doivent parvenir au collecteur aussi complètement que possible. Cependant, une partie des porteurs est perdue par recombinaison avec des électrons, et n'atteint pas le collecteur. La base, surtout dans sa surface, est le siège de ces recombinaisons dont l'influence sur le gain en courant est expliquée, un transistor courant à alliage étant pris comme exemple.





## täglich in Ihren Händen

An solche Meßgeräte stellt man heute ähnliche Forderungen wie an Werkzeuge. Sie müssen robust und vielseitig, zuverlässig und genau sein. Philips Röhrenvoltmeter sind elektronische Werkzeuge für hohe Ansprüche, konstruiert und gebaut zum täglichen Gebrauch.

Für jede Aufgabe finden Sie im Philips Programm das richtige Meßgerät, ob Sie in einem breiten Frequenzbereich, ob Sie mit hoher Genauigkeit oder ob Sie Gleichspannungen messen wollen.

Philips Verstärker-Voltmeter arbeiten mit robusten, wechsellspannungsgekoppelten Verstärkern, frequenzkompensiertem Abschwächer, elektronisch stabilisierter Stromversorgung und eingebauter Eichspannungsquelle. Auch die Gleichspannungs-Mikrovoltmeter sind als Wechselspannungsverstärker mit einem Präzisions-Meßzerhacker ausgeführt.

Philips Röhrenvoltmeter werden in großen Serien und in modernen Fertigungsverfahren hergestellt.

Elektronische Werkzeuge – täglich in Ihren Händen

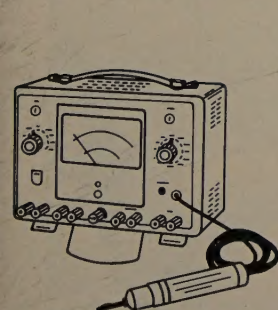


**...wenn es  
um Elektronik geht**

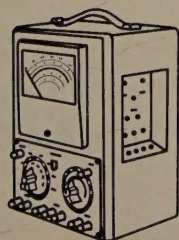
**ELEKTRO SPEZIAL**

G · M · B · H

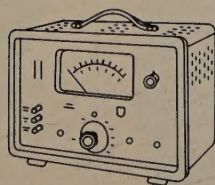
HAMBURG 1 · MÖNCKEBERGSTR. 7 · PHILIPS-HAUS



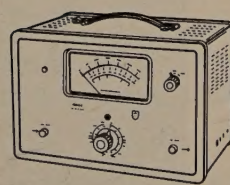
GM 6009 hochohmiges Diodenvoltmeter für die Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Widerständen und kleinen Gleichströmen; 20 Hz bis 100 MHz; 22 Meßbereiche.



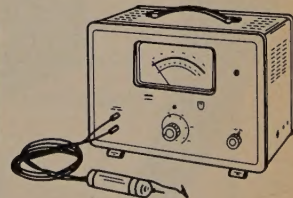
GM 6058 hochohmiges Diodenvoltmeter für die Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströmen, Widerständen und Kapazitäten; 40 Hz bis 1000 MHz; 55 Meßbereiche.



GM 6020 Verstärkervoltmeter für die Messung von Gleichspannungen und kleinen Gleichströmen; 15 Meßbereiche: 100  $\mu$ V bis 1000 V bzw. 100 pA bis 10  $\mu$ A; Eingangswiderstände: 1 bzw. 100 M $\Omega$ .



GM 6012 Breitband-Millivoltmeter; Verstärkervoltmeter für die NF- und HF-Technik; 2 Hz bis 1 MHz; 12 Spannungsbereiche: 1 mV bis 300 V.



GM 6014 HF-Millivoltmeter; Verstärkervoltmeter für die HF-Technik; Frequenzbereich: 1 kHz bis 30 MHz; 10 Spannungsbereiche: 1 mV bis 30 V.





## Photoelektrische Schaltgeräte

**Lichtschranken**  
komplett mit Ultra-Relais in vielen  
Ausführungen ab DM 135.—

**Mikro-Lichtschranken**  
mit Lichtspalt 2 - 5 mm, Gewicht 5 g, zum  
Einbau in Zeigerinstrumente, Waagen usw.  
DM 37.—

**Ultra-Relais**  
als Schaltgerät für Lichtschranken DM 75.—

**Photowiderstände und Elemente**  
aus Cd S, Cd Se und Silizium für verschiedene  
Spektralbereiche für hohe Anforderungen,  
auch als Mikrozelle ab DM 6.—

**Verlangen Sie die Sammeliste 15/ER**

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate



**DR. BRUNOLANGE**

Berlin-Zehlendorf · Hermannstraße 14-18



Tera-Ohmmeter  
Kapazitäts-Normale

Laufzeitketten

Impuls-Kondensatoren

Glimmer-Kondensatoren

Hochfrequenz-Drosseln



**RICHARD JAHRE**

Industrie-Messe Hannover · Halle 11 · Stand 1406

*In Kürze erscheint*



Dieses in gleichem Maße für den Theoretiker wie Praktiker geschriebene Buch vermittelt in geschlossener Form das Spezialwissen über elektronisch gesteuerte und geregelte elektrische Antriebe. Es behandelt die Eigenschaften der Gleich- und Wechselspannungsmaschinen, die elektronischen Bauelemente mit ihren Grundsaltungen, die Regelungstechnik und die Wirkaltungen von geregelten Antrieben.

## AUS DEM INHALT

### Grundprinzipien der elektronischen Motorsteuerung

Steuerung von Gleichstrommaschinen: Allgemeines · Steuerungen im Ankerkreis · Steuerungen im Feld · Kombinierte Steuerungen — Steuerung von Drehstrommaschinen: Allgemeines · Kurzschlußläufer · Maschinen mit fremderregtem Rotor — Bauelemente der Elektronik und ihre Grundsaltungen: Allgemeines · Hochvakuumröhren · Thyratrons und gasgefüllte Gleichrichter · Ignitrons Halbleiter — Schaltungen von elektronischen Motorsteuerungen: Schaltungen der Steuerkreise · Schaltungen der Leistungskreise Spezielle Schaltungen

### Regelungstechnik

Einführung in die Theorie der selbsttätigen Regelung: Regelkreis Regelstrecke · Zeitverhalten des Regelkreises · Regler · Berechnungsgrundlagen — Ausführung stetiger elektronischer Regler: Allgemeines · P-Regler · I-Regler · PI-Regler · PD-Regler · PID-Regler · Vergleichsschaltungen · Reglerausgang · Netzgeräte

### Elektronisch geregelte Antriebe

Der Gleichstromnebenschlußmotor als Regelstrecke — Grundsaltungen für die häufigsten Regelgrößen: Drehzahl · Drehmoment · Leistung · Kombinierte Regelkreise · Analogrechner für Hilfsgrößen

ca. 190 Seiten · 236 Bilder · Ganzleinen **19,50 DM**

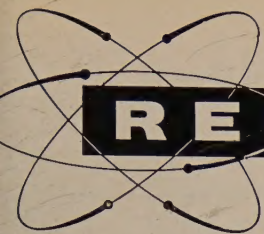
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Berlin-Borsigwalde





**RECMF**

# Ausstellung für Radio- und Elektronik-Bauteile

## Die Veranstaltung umfaßt:

Einzelteile  
Röhren  
Halbleiter  
Chassis  
Gehäuse  
Anschlußkupplungen  
Drähte  
Kabel  
Bausätze  
und ähnliche  
Bauteile

für Nachrichtentechnik  
Rundfunk- und  
Fernsehgeräte  
Magnettongeräte  
Phonogeräte und  
Tonfilm-Ausrüstungen  
Verstärker  
Hi-Fi-Anlagen  
Elektronische Zähler  
Radargeräte und andere  
Navigationshilfen

Meßgeräte und  
wissenschaftliche Apparate  
Elektronisch-medizinische  
Geräte und ähnliche  
Instrumente  
Fabrikationskontrolle und  
automatische Regelung  
Ausrüstungen für  
Luftfahrttechnische Zwecke  
Zieleinrichtungen usw.

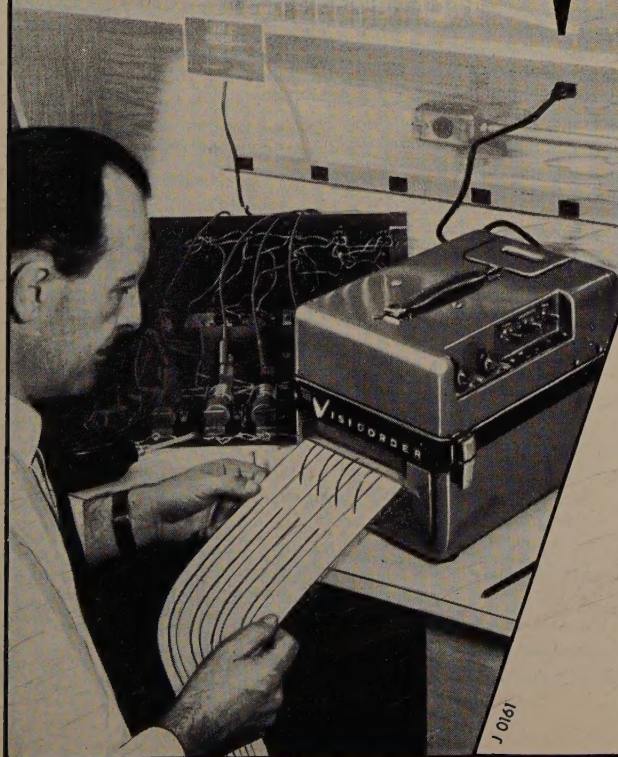
**OLYMPIA  
LONDON  
ENGLAND**

**30. Mai bis 2. Juni 1961**

Ausländische Besucher erhalten nach vorheriger Anmeldung für die Dauer der Veranstaltung kostenfreie Messe-Ausweise.

Weitere Informationen gibt Ihnen gern die Messeleitung:  
Industrial Exhibitions Ltd., 9 Argyll Street, London, W.1., England

## VISICORDER 1406



**Direktschreibender**

**Lichtstrahl-Oszillograph,**

6 Spiegelgalvanometer  $\pm 100$  mm

Auslenkung, Eigenfrequenz der Galvano-  
meter bis 330 Hz, Papierstreifen-Breite 150 mm,

Gewicht ca. 11 kg,

VISICORDER 1406: DM 5850,- (ohne Galvanometer).

Auf Wunsch: Amplituden-Referenzlinien und  
Zeitlinien-Markierung (4 Stufen umschaltbar).

**Honeywell**



*Schrittmacher der Regelttechnik*

SEIT 1885

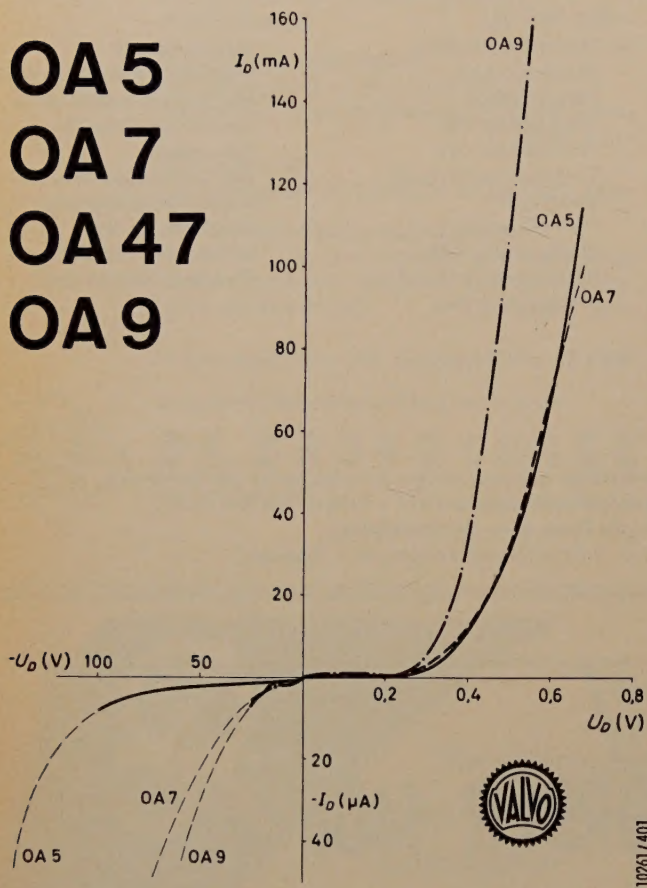
HONEYWELL GMBH, Frankfurt/Main, Rheingauallee 112  
Berlin, Düsseldorf, Hamburg, Hannover, München, Nürnberg, Stuttgart



# VALVO

## Germanium-Golddrahtdioden

OA 5  
OA 7  
OA 47  
OA 9



In vielen elektronischen Anlagen, z. B. in der Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik werden Dioden benötigt, die trotz sehr kleiner Durchlaßwiderstände hohe Sperrwiderstände bei kurzen Schaltzeiten aufweisen. Das VALVO Fertigungsprogramm bietet mit den Germanium-Golddrahtdioden OA 5, OA 7, OA 9 für jeden dieser Anwendungsfälle einen geeigneten Typ. Die Dioden OA 5 und OA 9 zeichnen sich durch kurze Übergangszeiten beim Schalten aus. Die Diode OA 47 ist ein Subminiaturtyp, der in seinen Eigenschaften etwa der Diode OA 7 entspricht.

	Grenzdaten			beim Übergang vom Durchlaßzustand ( $I_D$ ) in den Sperrzustand ( $-U_D$ ) fällt der Sperrstrom nach 3,5 $\mu$ s auf $-i_{D \max}$		
	$-U_{D \max}$ (V)	$I_{D \max}$ bei $-U_{D \max}$ (mA)	$i_{D \max}$ (mA)	$I_D$ (mA)	$-U_D$ (V)	$-i_{D \max}$ ( $\mu$ A)
OA 5	100	115	350			
OA 7	25	80	250	5	5	25
OA 47	25	45	150	5	5	25
OA 9	25	160	500	10	10	150

## AUS DEM INHALT

### MÄRZHEFT 1961

Band 15 (1961) Heft 3, Seiten 85—132

D. Gossel: Parametrische Verstärker .....	91
G. Thiele: Ein hochempfindlicher Gleichstromtrigger .....	96
E. Rohloff: Aufbau und Anforderungen bei kontaktlosen Steuerungen für die Industrie .....	99
C. M. v. d. Burgt: Spezielle piezomagnetische Ferrite und ihre Anwendung in Bandfiltern und Hochleistungs-Ultrashallgeräten .....	103
W. Dörr: Frigistoren — Thermopaare aus Halbleitermaterial zur Verwendung als Kühlelemente und Wärmepumpen .....	107
H.-U. Harten: Die Rekombination injizierter Ladungsträger beim Transistor .....	111
Superkleber in der Elektronik .....	116
Farbfernsehen im Dienste der Chirurgie .....	119
Tunneldioden- und Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet .....	121
Angewandte Elektronik .....	123
Aus Industrie und Wirtschaft .....	125
Persönliches .....	128

### Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Duoplasmatron-Ionenquelle (Elektronenquelle) für Teilchenbeschleuniger und mit spezieller Entladungsregie für Versuchsanlagen zur Kernfusion nach M. von Ardenne. Die Emissionsstromdichte erreicht 65 A/cm<sup>2</sup> für Wasserstoffionen und 500 A/cm<sup>2</sup> für Elektronen im Dauerbetrieb. Es sind Wasserstoffionen-Emissionsströme bis zu 1 A und Elektronenströme bis zu 7 A erreichbar.

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Dietrich Röhl, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 12 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

